

Title	海事衛星通信の海面反射フェージングに関する研究(Dissertation_全文)
Author(s)	唐澤, 好男
Citation	Kyoto University (京都大学)
Issue Date	1992-01-23
URL	http://dx.doi.org/10.11501/3086470
Right	
Type	Thesis or Dissertation
Textversion	author

海事衛星通信の海面反射フェージング
に関する研究

唐 澤 好 男

海事衛星通信の海面反射フェージング
に関する研究

平成3年7月

唐 澤 好 男

[内容梗概]

本論文は海事衛星通信の低仰角運用の際の問題となる海面反射フェージングについて、その解析のための理論モデルの確立、この理論モデルに基づくフェージング諸特性（フェージングの大きさ、時間・空間・周波数領域での相関特性等）の解明、及びフェージング対策に関する研究成果をまとめたものである。

本論文では、まず、海面反射フェージングモデル確立のための基礎理論を述べる。海事衛星通信では衛星電波の海面による前方散乱波がフェージングの原因となるが、その解析に適している物理光学散乱理論（キルヒホッフ近似法）をベースに、低仰角における散乱波のしゃへい効果等を考慮した実用的な海面反射フェージングモデルを示す。また、フェージングの現象を理論的に取り扱うためには散乱現象の定式化と共に、電波の反射体である海面の性質を把握することが必要となるため、波浪の統計データを独自に解析し、散乱理論の適用に際して重要なパラメータである波高と傾度偏差（波の傾きの統計値）の関係を明らかにする。

次に、フェージングが有する各種性質の中でもっとも重要な信号強度の劣化特性を明らかにする。理論モデルにより 1.5 GHz 帯でのフェージングの大きさを、衛星仰角、アンテナ利得、海面状態等をパラメータとして示し、これらの値が実測値とよく一致することを示す。また、将来、システムが新周波数帯へ拡張されることを考慮して、1～10 GHz でのフェージングの周波数依存性を明らかにする。さらに、海面反射フェージングの周波数スペクトラムを解析するための理論モデルを示し、フェージングのスペクトラムと海面状態、船舶の速度、動揺等との関係を明らかにする。また、理論解析結果と実測値を比較することによって解析結果の妥当性を示す。また、スペクトラムに関連して、より実用的な量である減衰持続時間とその発生間隔について、実験結果やスペクトラムの解析結果をふまえて解析を行い、その性質を明らかにする。さらに、フェージングの空間および周波数領域での相関特性を明らかにする。ここで解析する相関特性はフェージングを軽減する方式の一つとしてのダイバーシチ技術（スペースダイバーシチ、周波数ダイバーシチ等）の適用を検討する際有用な情報を与えるものとなる。

最後に、フェージングの対策技術を述べる。ここでは構成や制御が簡単でかつ良好なフェージング抑圧効果が期待できる新しいフェージング軽減方式「偏波制御法」の原理と効果を述べる。また、将来マルチスポットビームによって周波数の再利用をはかるシステムでの干渉問題を提起し、この対策として有効な船舶局側送信電力制御アルゴリズムの一案を示す。

本論文で述べた理論モデルは海事衛星通信の伝搬劣化量を推定する手法として CCIR（国際無線通信諮問委員会）の勧告手法にも採用され、移動体衛星通信の発展に寄与するものとなっている。また、この理論モデルは同様の環境下にある航空衛星通信の海面反射フェージングの解析にも活用されている。

目 次

第1章 緒 論	1
1. 1 研究の背景	1
1. 2 本論文の構成と概要	2
参考文献 (第1章)	5
第2章 海面散乱に関する基礎理論	6
2. 1 まえがき	6
2. 2 不規則粗面からの散乱	6
2. 2. 1 海面の反射係数	8
2. 2. 2 コヒーレント成分	9
2. 2. 2. 1 正規分布型不規則粗面	9
2. 2. 2. 2 粗面パラメータ u	11
2. 2. 2. 3 コヒーレント成分の波高依存性	12
2. 2. 3 インコヒーレント成分	14
2. 2. 3. 1 単位面積あたりの平均散乱断面積	15
2. 2. 3. 2 インコヒーレント成分の強度	18
2. 3 信号強度の確率分布特性	20
2. 4 反射波の相関特性	23
2. 5 むすび	26
付録2. 1 式(2-15)の導出に至る手順と仮定	27
付録2. 2 式(2-16)の導出	33
付録2. 3 相関係数 ρ と信号強度変動の相関係数との関係	35
参考文献 (第2章)	37
第3章 海面の統計的性質	38
3. 1 まえがき	38
3. 2 風浪とうねり	38
3. 3 有義波高	39
3. 4 傾度偏差	43
3. 5 むすび	45
参考文献 (第3章)	47

第4章 各種フィールド実験の測定系概要	48
4. 1 まえがき	48
4. 2 海岸実験	48
4. 2. 1 地上での送受信実験	48
4. 2. 2 衛星電波受信実験	50
4. 3 海洋実験	51
4. 3. 1 東京・釧路間船舶実験	51
4. 3. 2 清水・奄美大島間船舶実験	54
参考文献 (第4章)	57
第5章 信号強度の劣化特性	58
5. 1 まえがき	58
5. 2 フェージングの性質に着目した海面状態の分類	59
5. 3 海面の散乱特性と反射波強度	60
5. 4 Lバンド (1. 5 GHz) におけるフェージングの深さ	64
5. 4. 1 アンテナパターン	64
5. 4. 2 信号強度変動の確率密度関数	65
5. 4. 3 [状態C] ~ [状態R] でのフェージングの波高特性	66
5. 4. 4 [状態R] でのフェージングの深さ	70
5. 4. 5 [状態R] ~ [状態V] でのフェージングの波高特性	72
5. 4. 5. 1 海面の実効傾度偏差	72
5. 4. 5. 2 [状態V] での波高特性	75
5. 4. 6 波高依存性のまとめ	78
5. 5 周波数依存性	80
5. 6 簡易推定法	83
5. 6. 1 反射波のエネルギー保存則	83
5. 6. 2 インコヒーレント成分強度の簡易推定法	86
5. 6. 3 フェージングの深さ	89
5. 7 むすび	92
付録5. 1 式 (5-6) の導出	94
付録5. 2 式 (5-7) の導出	95
参考文献 (第5章)	96
第6章 時間的変動に関する性質	97
6. 1 まえがき	97
6. 2 周波数パワースペクトラム	98

6. 2. 1	理論モデル	98
6. 2. 1. 1	対象とする海面状態	98
6. 2. 1. 2	スペクトラムの一般式	98
6. 2. 1. 3	波の動きに関する性質	102
6. 2. 1. 4	船舶の動揺による影響	103
6. 2. 2	解析結果	105
6. 2. 2. 1	スペクトラムに寄与するパラメータ	105
6. 2. 2. 2	アンテナが静止した状態で受信する場合	106
6. 2. 2. 3	航行する船舶上で受信する場合	106
6. 2. 2. 4	考察	111
6. 3	減衰持続時間特性	112
6. 3. 1	減衰持続時間特性とパワースペクトラム	112
6. 3. 2	解析結果	114
6. 3. 2. 1	平均減衰持続時間と平均発生間隔	114
6. 3. 2. 2	減衰持続時間と発生間隔の分布形	118
6. 3. 3	平均持続時間と平均発生間隔の簡易推定法	121
6. 4	むすび	123
	参考文献 (第6章)	125
第7章 空間及び周波数相関特性		126
7. 1	まえがき	126
7. 2	空間相関特性	126
7. 2. 1	理論モデル	126
7. 2. 2	解析結果	128
7. 2. 3	考察	130
7. 3	周波数相関特性	132
7. 3. 1	理論モデル	132
7. 3. 2	解析結果	134
7. 3. 2. 1	実数としての相関特性	134
7. 3. 2. 2	複素数としての相関特性	137
7. 3. 3	反射波遅延特性と伝送路モデル	141
7. 4	むすび	146
	付録7. 1 式(7-12)の導出	147
	参考文献 (第7章)	148

第8章 フェージングの対策技術	149
8.1 まえがき	149
8.2 偏波制御によるフェージング軽減方式	149
8.2.1 従来技術	149
8.2.2 偏波制御法の原理	150
8.2.3 軽減効果	153
8.2.3.1 理論検討	153
8.2.3.2 実験結果	158
8.3 上り回線送信電力制御アルゴリズム	162
8.3.1 問題提起	162
8.3.2 オープンループ制御アルゴリズム	164
8.4 むすび	165
参考文献 (第8章)	166
第9章 結 論	167
参考文献 (第9章)	172
謝 辞	173

第1章 緒 論

1.1 研究の背景

船舶と陸上との通信を静止衛星を介して行う海事衛星通信が、1976年米国のマリサットシステムにより開始され、現在、これを発展的に引き継いだ国際海事衛星機構（インマルサット）のシステムにより全世界的な規模で通信サービスが提供されている⁽¹⁾。この海事衛星通信では、3大洋上の静止衛星で地球上のほぼ全海域をカバーできるよう、各々の衛星に対して衛星仰角 5° 以上の海域をサービスエリアとしている。しかしながら、仰角が 10° 以下となるような低仰角運用の際には、衛星からの直接波と海面からの反射波との干渉によって生じる信号強度の変動、いわゆるマルチパスフェージングが通信の品質劣化を引き起こす場合が生じる。

インマルサットシステムの衛星・船舶間の通信にはLバンドの電波である1.5GHz帯（正確には、衛星→船舶（下り回線）：1.54GHz；船舶→衛星（上り回線）：1.64GHz）の右旋円偏波が用いられている。現在運用中のシステム（標準A船舶地球局⁽²⁾：G/T=-4dBK、アンテナ利得20~24dBi）では比較的ビーム幅の狭いアンテナが用いられるため、アンテナの指向性によって反射波を十分に抑圧でき、仰角 5° 以上の運用を考える際にはフェージングの影響はあまり問題にはならない。一方、インマルサットの新しいシステムとして検討が進められている低G/Tシステム、例えば標準M船舶地球局⁽³⁾（アンテナ利得15dBi程度）や標準C船舶地球局⁽⁴⁾（同10dBi以下）では、アンテナのビーム幅が広がるので、海面反射波の影響が大きくなりフェージングによって引き起こされる信号品質の劣化は回線設計上重要な問題となる。

このため、衛星と船舶の通信に用いられるLバンド電波に対する海面反射フェージング現象の解明や、その大きさの定量的把握をおこなうため、1970年代の後半より国内においては国際電信電話株式会社（KDD）^{(5)~(7)}、日本電信電話公社（現在、日本電信電話株式会社：NTT）^{(8)~(9)}、郵政省電波研究所（現在、通信総合研究所：CRL）⁽¹⁰⁾を中心に、また国外においては、西独DFVLR⁽¹¹⁾、米国コムサット研究所⁽¹²⁾等の各機関により理論・実験両面からの研究が開始された。

筆者も1977年にKDD研究所に職を得て以来10年余、海事衛星通信におけ

る海面反射フェージングの研究に精力的に取り組んできた。筆者が研究に着手した頃は、理論面では、海面という複雑な自然現象が対象であることによる取り扱いの難しさにより、また実験面では、データ取得に大がかりな実験が必要となることからその実施に困難が伴い、回線設計に足る理論モデルや実測データがまだ存在しなかった。

本論文は、このような背景に鑑み、海面反射フェージングの理論モデルの確立と実験に基づく理論モデルの実証を目的として取り組んだ研究の成果をまとめたものである。本論文の論点は以下の3点に大別される。

- (1) 海事衛星通信衛星通信における海面反射フェージングの理論モデルの構築
- (2) 理論モデルによって導かれる海面反射フェージング諸特性の把握と船舶実験等を通じて取得した実測データによる理論モデルの妥当性の証明
- (3) 上記研究によって得られた海面反射フェージングの知識を活用した電波の有効利用技術（フェージング軽減方式、上り回線送信電力制御アルゴリズム）の提案

尚、この研究の成果は、同様な環境条件にある航空衛星通信における海面反射フェージングの解析にも応用され、現在この分野の研究も精力的に進められている^{(13)、(14)}。

1. 2 本論文の構成と概要

本論文は、海事衛星通信における海面反射フェージングに関する研究をまとめたものである。以下では、研究の概要を本論文の9つの章の構成に従って述べる。

第2章では海面反射フェージングモデル確立のための基礎理論を述べる。海事衛星通信では衛星電波の海面による前方散乱波がフェージングの原因となるが、その解析に適している物理光学散乱理論（キルヒホッフ近似法）⁽¹⁵⁾をベースに、低仰角における散乱波のしゃへい効果等を考慮した実用的な海面反射フェージングモデルを示す。このモデルは後の章で提示する信号強度の劣化特性、時間的変動に関する性質、空間および周波数領域での相関特性の解析に資する汎用性を有している。

第3章では海面の統計的性質を述べる。フェージングの現象を理論的に取り扱うためには散乱現象の定式化と共に、電波の反射体である海面の性質を把握することが必要となる。海の波は複雑で一見何の法則性もないように見えるが、その基本パ

ラメータである波高、波長、周期等に注目すると、これらには固有の統計的性質があることが知られている。電波の散乱を取り扱う場合、反射波の位相変化に寄与が少ない小さいスケールの波は無視して取り扱うことが可能であり、複雑な波を妥当な近似の範囲内でいかに単純化できるかがモデルの実用性の鍵となる。ここでは波浪の統計データ^[16]を独自に解析し、散乱理論の適用に際して重要なパラメータである波高と傾度偏差の関係を明らかにする。

第4章では筆者らが実施したフィールド実験の概要を示す。本論文では理論モデルの構築を主目的とし、このうち主要部分を実験により実証するというアプローチをとる。ここではこのために実施した3種類の実験、すなわち(1) 湾を挟んだ山と海岸の対向による地上送受信海岸実験、(2) 衛星電波を海岸での受信する実験、(3) 衛星を利用した船舶実験、の概要および測定系の諸元を記述し、以下の章で呈示する実験データの根拠を明示する。

第5章はフェージングが有する各種性質の中でもっとも重要な信号強度の劣化特性を明らかにする。5.2節では電波でみた海面状態の荒れ具合を、コヒーレント成分とインコヒーレント成分のそれぞれの強さに応じて4つの状態(〔状態C〕、〔状態M〕、〔状態R〕、〔状態V〕)に分類する。5.3節では海面反射波の到来領域、コヒーレント成分とインコヒーレント成分のそれぞれの強度の関係を明らかにする。また、この解析によって、コヒーレント成分とインコヒーレント成分の間にエネルギー保存則がかなりよく満たされていることを示す。5.4節では理論モデルにより1.5GHz帯でのフェージングの大きさを、衛星仰角、アンテナ利得、海面状態等をパラメータとして示し、これらの値が実測値とよく一致することを示す。5.5節では、将来、システムが新周波数帯へ拡張されることを考慮して、1~10GHzでのフェージングの周波数依存性を明らかにする。5.6節では前節までに呈示した理論・実験結果をもとに、海面反射フェージングの大きさを簡易に推定する手法を提案する。その際、5.3節で見いだした反射波のエネルギー保存則を利用する。

第6章ではフェージングの時間的変動に関する性質を明らかにする。情報伝送方式がアナログ方式の場合には主に信号レベルの低下が通信品質の劣化要因となるのでフェージングの大きさの把握が重要であるが、デジタル伝送方式では誤り訂正技術の適用等を検討する際に、フェージングによるレベルや位相変動等の時間的性質の把握も必要となる。6.2節では海面反射フェージングの周波数スペクトラムを定量的に明らかにするため理論モデルの詳細を示し、これに基づきフェージング

のスペクトラムと海面状態、船舶の速度、動揺等との関係を明らかにする。また、理論解析結果と実測値を比較することによって解析結果の妥当性を示す。6. 3 節ではスペクトラムに関連して、より実用的な量である減衰持続時間とその発生間隔について、実験結果やスペクトラムの解析結果をふまえて解析を行い、その性質を明らかにする。

第7章ではフェージングの空間および周波数領域での相関特性を明らかにする。ここで解析する相関特性はフェージングを軽減する方式の一つとしてのダイバーシチ技術（スペースダイバーシチ、周波数ダイバーシチ等）の適用を検討する際有用な情報を与えるものとなる。さらに、周波数相関特性は反射波の伝搬遅延によってもたらされる周波数選択性フェージングの伝送路モデルを検討する際に重要な役割を果たすが、これについても言及する。

第8章では筆者らが考案したフェージングの対策技術を述べる。低利得の小型船舶局アンテナによる海事衛星通信を現実のものとするためには信号劣化の定量的把握と共に、信号劣化を可能な限り軽減するフェージング対策が必須な技術となっており、その確立が急がれている。8. 2 節では構成や制御が簡単でかつ良好なフェージング抑圧効果が期待できる新しいフェージング軽減方式「偏波制御法」の原理と効果を述べる。8. 3 節では将来マルチスポットビームによって周波数の再利用をはかる海事衛星通信が実現する場合に干渉が問題となるケースを想定し、この対策として有効な船舶局側送信電力制御アルゴリズムの一案を示す。

第9章は本論文の結論であり、本研究によって得られた海面反射フェージングの諸特性に関する主要な結果を要約している。

第1章の参考文献

- (1) 特集：海事衛星通信、国際通信の研究、No. 112, (1982)
- (2) da Silva Curiel, A.: The first generation INMARSAT system, IEE Sat. Sys. for Mob. Comm. & Nav., Conf. Pub. No. 222, London, (1983)
- (3) INMARSAT: SDM (System definition manual) for the Standard-M communications system, (1990)
- (4) INMARSAT: SDM for the Standard-C communications system, (1987)
- (5) 横山、佐藤、清水、森田：マリサット衛星による通信実験結果、信学技報、SANE 77-20, (1977)
- (6) 塩川、唐沢：海事衛星通信における海面反射の一検討、U R S I - F 小委員会、第234回、(1978)
- (7) 唐沢、塩川：海事衛星通信における海面反射フェージングの解析、信学技報、A.P80-67, (1980)
- (8) 吉川、小園、細矢：高仰角における海上伝搬実験報告、信学技報、A.P79-89, (1979)
- (9) 小園、吉川、細矢：船舶衛星回線における海面反射特性、信学論 (B)、vol. J65-B, 6, pp.761-768, (1982)
- (10) 大森：海面反射多重波によるフェージング、信学技報、A.P80-50, (1980)
- (11) Schweikert, R. et al.: Channel measurement and data transmission via the real and stored maritime satellite channel (MARISAT), DFVLR Internal Report NE-NT-T-26/80, (1980)
- (12) Fang, D.J., Tseng, F. and Calbit, T.O.: A low elevation angle propagation measurement of 1.5 GHz satellite signals in the Gulf of Mexico, IEEE Trans. Antennas Propagat., vol. AP-30, 1, pp.10-15, (1982)
- (13) 安永、唐沢、松戸、塩川：航空衛星通信における海面反射フェージング特性、信学論 (B-II), vol. J72-B-II, 7, pp.297-303, (1989)
- (14) Karasawa, Y., Yasunaga, M., Shiokawa, T. and Yamada, M.: Propagation characteristics for aeronautical mobile-satellite systems, 13th AIAA Int. Commun. Sat. Sys. Conf., AIAA-90-0897-CP, pp.575-582, Los Angeles, (March 1990)
- (15) Beckmann, P. and Spizzichino, A.: The scattering of electromagnetic waves from rough surfaces, Pergamon Press, (1963)
- (16) Hogben, N. and Lumb, F.E.: Ocean wave statistics, London Her Majesty's Stationary Office, (1967)

第2章 海面散乱に関する基礎理論

2. 1 まえがき

「フェージング(fading)」はその言葉の意味から、信号強度が何らかの原因（主に電波伝搬上の問題）により通常レベルより低下する現象に対する一般的な呼称となっている。海事衛星通信で問題となる伝搬現象は衛星からの直接波に海面からの反射波が干渉波として作用するもので、受信信号の強度や位相の変動をもたらす。この場合、信号強度は直接波のみの受信レベルよりも強くなったり弱くなったりするが、広義の意味でこの現象もフェージングと呼ばれている。以下この現象を「海面反射フェージング」と呼ぶ。

海面反射フェージングは信号強度の低下をもたらすので、システム設計上は信号強度劣化量の定量的な把握が重要となる。また、フェージング環境下でのデジタル伝送特性評価の際には、信号変動の速さ、反射波の遅延分散特性等の把握が必要になる。これら海面反射フェージングの諸特性を定量的に把握するには、理論モデルの構築と海面の統計的性質の把握が必須となる。

海面は不規則な起伏をしており、これによる電波の散乱を理論的に解析する手段として粗面散乱(rough surface scattering)理論がある。粗面散乱には後方散乱(back scattering)及び前方散乱(forward scattering)があり、海面反射フェージングで問題となる反射波は後者の前方散乱波である。

本論文では、前方散乱の解析に適している物理光学散乱理論(physical optics scattering theory 又はキルヒホッフ近似法: Kirchhoff approximation)をベースに、低仰角における散乱波のしゃへい効果等を考慮した海面反射モデルを確立し、このモデルから海面反射フェージングの各種性質を明らかにする。本章では、海面反射フェージングモデル確立のための基礎理論を述べ、後の章で呈示する信号強度の劣化特性、時間的変動に関する性質、空間及び周波数領域での相関特性の解析に資するための汎用モデルを示す。

2. 2 不規則粗面からの散乱

図2. 1は、太陽が水平線に沈む直前に太陽光が海面によって反射される様子を

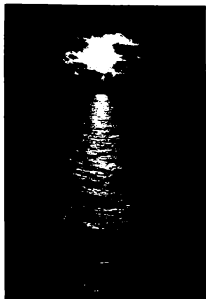


図 2. 1 太陽光の海面散乱（低仰角時）の様子

示したものである。電波の海面反射波は直接目で見ることはできないが、同図に見られる太陽の反射光と同じように様々な方向から到来してくるものと考ええるとよく理解できる。ビーム幅の狭い高利得アンテナは直接到来波だけを受信して反射波を受けないようにすることができるが、次世代海事衛星通信に用いられようとしているビーム幅の広いアンテナでは、人間の目で太陽光を見るのと同じように、反射波も拾ってしまう。そして、目で見たとき、反射光の影響によって全体の明るさがざらざらと変わる印象を受けるのと同じように、電波の受信強度も変動を受ける。

もし、海に全く波が無く完全な鏡面状態であれば、反射波の到来方向は正規反射点方向（鏡面反射点方向）であり、その強度は海面の反射係数によって決定する。このような反射波は直接波との間に一定の位相関係があるのでコヒーレント成分（coherent component）と呼ばれる。海面上の波が発達し波高が大きくなると、コヒーレント成分は徐々に弱くなるが、その一方で、一つ一つの波の上に生じた小さな反射点からの散乱波が多数受信点に到来するためこれによる不規則変動成分が大きくなる。この不規則波成分は、直接波成分との位相関係が無相関であるので、インコ

ヒーレント成分 (incoherent component) と呼ばれる。図 2. 1 の海面反射現象はインコヒーレント成分によるものとみなすことができる。

不規則面からの電波の散乱は、レーダにおける海面クラッター、海面のリモートセンシング、月や惑星の表面探査、開口面アンテナの鏡面精度等の分野でその解析が必要なことから、古くから研究の対象となっている。特に、海面散乱を対象とした研究は粗面散乱理論の典型的な適用分野として多くの研究者によって理論・実験両面で精力的な研究が行われている。

粗面散乱の解析手法には大別して 2 つの手法がある。一つは S.O.Rice によってまとめられた摂動技法 (perturbation technique)⁽¹⁾ であり、もう一つは Beckmann と Spizzichino により体系化されたキルヒホッフ近似法⁽²⁾ である。前者は電磁界および粗面を空間領域でフーリエ変換 (space harmonic) し、粗面上での境界条件を満足するように表示式の係数を決定していく手法で、粗面の周期構造が散乱特性に大きく影響する場合、すなわち HF 帯レーダで海洋波浪による後方散乱波の強度を解析するような場合 (Bragg scattering 効果が主体) に適している。一方、後者は、粗面の平均曲率が電波の波長に比べて十分大きく、粗面上に位相停留点が多数存在するような場合の解析に適しており、本論文のテーマである海面反射フェージングに対しては最適な解析手法と考えられる。

海面反射フェージングを理論的に取り扱う際の難しさは、インコヒーレント成分の定量的評価にある。以下では、海面反射フェージング諸特性把握のための理論的基礎について述べる。

2. 2. 1 海面の反射係数

海水は損失性の誘電体媒質であり、その屈折率を n とするとそのフレネル反射係数 (Fresnel reflection coefficient) \hat{R}_{HH} (水平偏波入射に対する水平偏波成分の反射係数)、 \hat{R}_{VV} (垂直偏波入射に対する垂直偏波成分の反射係数) はそれぞれ次式で与えられる。

$$\hat{R}_{HH} = \frac{\cos \theta_i - \sqrt{n^2 - \sin^2 \theta_i}}{\cos \theta_i + \sqrt{n^2 - \sin^2 \theta_i}} \quad (2-1)$$

$$\dot{R}_{VV} = \frac{n^2 \cos \theta_i - \sqrt{n^2 - \sin^2 \theta_i}}{n^2 \cos \theta_i + \sqrt{n^2 - \sin^2 \theta_i}} \quad (2-2)$$

ここで θ_i は入射角（天頂から測った角度）である。また、屈折率 n は比誘電率 ϵ_r と導電率 σ 、電波の波長 λ により、

$$n = (\epsilon_r - j 59.9 \lambda \sigma)^{1/2} \quad (2-3)$$

で与えられる。海水に対しては $\epsilon_r = 80$ 、 $\sigma = 4$ (mho/m) である⁽²⁾。

円偏波入射に対する円偏波成分（同旋）の反射係数 \dot{R}_{CC} は、円偏波の性質（後述）から、

$$\dot{R}_{CC} = (\dot{R}_{HH} + \dot{R}_{VV}) / 2 \quad (2-4)$$

となる。

図2. 2は周波数1.5GHzに対する各反射係数の計算値である。インマルサットの海事衛星通信に用いられている円偏波についてみると、図より入射角が大きい程、すなわち衛星仰角が低いほど強い反射波が到来してくることになるので、フェージングが低仰角の通信で問題となることがわかる。

上記反射係数は反射面が完全平面の時成立するものであるが、面の曲率半径が電波の波長に比較して十分に大きい場合には問題ない精度で適用ができる⁽²⁾。その場合の入射角は着目する反射点における接平面の垂線から測った角度(local angle of incidence)である。

2. 2. 2 コヒーレント成分

2. 2. 2. 1 正規分布型不規則粗面

従来より、粗面散乱理論は数学的取扱いの容易さと実際の粗面の一般性を兼ね備えた分布である正規分布型粗面を解析の対象としたものが多く、この仮定のもとに多くの有用な関係式が導出されている^{(2)・(3)}。海面の性質を決定する波浪の統計的性質については次章で詳しく述べるが、散乱理論適用の前提条件である海面を正規分布型粗面で表すことの妥当性についてのみここで示す。実際の海の波による水

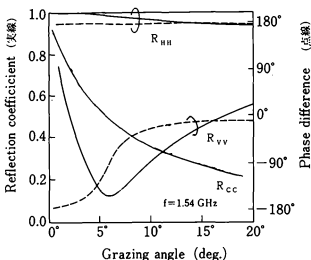


図2. 2 海面のフレネル反射係数 ($f = 1.5 \text{ GHz}$)

位 (ξ : 海面高) の確率密度分布については、容量型波高計を用いたKinsmannの観測結果がある⁽⁴⁾。図2. 3はその結果を示したもので、図より、水位の分布はガウス分布がわずかに歪んだグラム・シャリエ (Gram-Charlier) 型の分布で表されることが分かる。しかし、そのずれは非常に小さいので、本論文の目的である海面反射フェージングの統計的諸特性の把握のためには、水位分布を正規分布とみなすことは問題ないと考える。以下では水位 ξ の分布は平均値0、標準偏差 h_0 の正規分布とする。(以下、 h_0 を rms 波高と呼ぶ)。

正規分布型粗面では、上記に付随して次の2つの性質も仮定される⁽²⁾。

(i) 水位の水平方向の空間相関 ρ_l は次式で与えられる正規型である。

$$\rho_l(l) = \exp(-l^2/l_0^2) \quad (2-5)$$

ここで l_0 は相関係数が $1/e (= 0.37)$ となる相関長である。

(ii) 海面の傾き β (傾き角の正接で定義) は平均値0、標準偏差 β_0 の正規分布をする(以下、 β_0 を傾度偏差と呼ぶ)。

上記仮定を設けることにより、 h_0 、 l_0 、 β_0 の3つのパラメータは次の関係式で結ばれる。

$$\beta_0 = 2 h_0 / l_0 \quad (2-6)$$

2. 2. 2. 2 粗面パラメータ (roughness parameter) u

粗面の荒れ具合を表すパラメータ u を定義する。海面の不規則な変動によって反射波の振幅及び位相も不規則に変動するが、位相変動の大きさ (標準偏差) が小さいと反射波はコヒーレント成分が主体に、逆に位相変動が大きいとインコヒーレント成分が卓越する。このため電波でみた海面の荒れ具合はこの位相変動の大きさ u によって規定され⁽²⁾ 次式で表される。

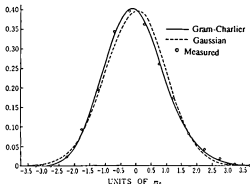


図2. 3 海面高 ϵ の確率密度関数 (文献 (4) より引用)

$$u = k h_0 (\cos \theta_i + \cos \theta_r) \quad (3\% 7\%) \quad (2-7)$$

θ_i : 電波の入射角

θ_r : 電波の反射角 (コヒーレント成分に対しては $\theta_r = \theta_i$)

k : 電波の自由空間における波数 ($= 2\pi/\lambda$)

式 (2-7) から明らかなように、電波でみた海面の荒れ具合は、rms 波高 (h_0) ばかりでなく周波数や入射角にも依存し、同じ海面状態でも周波数が大きくなるほど、また入射角が小さくなるほど (すなわち衛星仰角が高くなるほど) u の値は大きくなる。

2. 2. 2. 3 コヒーレント成分の波高依存性

フェージング環境下での衛星電波受信信号 \dot{E} は直接到来波成分 \dot{E}_D と海面反射波成分 \dot{E}_R の和である。又、反射波成分 \dot{E}_R はコヒーレント成分 \dot{E}_C とインコヒーレント成分 \dot{E}_I の和となる。ここに改めて直接波 \dot{E}_D で正規化した反射波及び両成分強度を \dot{E}_R 、 \dot{E}_C 、 \dot{E}_I とすると

$$\dot{E}_R \rightarrow \dot{E}_R / \dot{E}_D \quad \dot{E}_C \rightarrow \dot{E}_C / \dot{E}_D \quad \dot{E}_I \rightarrow \dot{E}_I / \dot{E}_D \quad (2-8)$$

となる。以下 \dot{E}_R 、 \dot{E}_C 、 \dot{E}_I はこの正規化されたものを用いる。

定義より、コヒーレント成分は直接波との間に一定の (あるいは変化する場合でも予測できる) 位相関係があるものを言い、移動体のアンテナが一点に静止している場合には、

$$\dot{E}_C = \langle \dot{E}_R \rangle, \quad \langle \dot{E}_I \rangle = 0 \quad (\langle \rangle : \text{時間領域の平均}) \quad (2-9)$$

の関係がある。

海に波がないとき、すなわち $u = 0$ のときのコヒーレント成分 \dot{E}_{C0} は次式で表される。

$$\dot{E}_{C0} = (\dot{e}_H \dot{e}_V) \begin{pmatrix} \dot{R}_{HH} & 0 \\ 0 & \dot{R}_{VV} \end{pmatrix} \begin{pmatrix} \dot{g}_H \\ \dot{g}_V \end{pmatrix} e^{-j2kH\alpha \cos \theta_i} \quad (2-10)$$

ここに、 \dot{e}_H 、 \dot{e}_V は衛星電波の偏波状態を規定する水平及び垂直成分 (ただし、

$\dot{e}_H \dot{e}_H^* + \dot{e}_V \dot{e}_V^* = 1$ で正規化)、 \dot{g}_H 、 \dot{g}_V はアンテナの両偏波に対する利得(電界次元の比)で*はその共役複素数を表す。又、 H_A はアンテナ高で式(2-10)の指数部分は直接波との通路差による位相遅れを表す。海事衛星通信では円偏波($\dot{e}_H = 1/\sqrt{2}$ 、 $\dot{e}_V = j/\sqrt{2}$ 、 $\dot{g}_H^* = (1/\sqrt{2})g_C$ 、 $\dot{g}_V^* = -(j/\sqrt{2})g_C$; g_C は円偏波に対する反射点方向のアンテナ利得)が用いられるが、この場合 $E_{C0} (= |\dot{E}_{C0}|)$ は、

$$E_{C0} = |(\dot{R}_{HH} + \dot{R}_{VV})g_C / 2| \quad (2-11)$$

となり、式(2-4)で示した円偏波の反射係数が得られ、これと反射点方向のアンテナ利得の積で表される。

波高が大きくなるほどコヒーレント成分の強度は指数関数的に減少することが理論的に求められており、そのファクターを η_C とすると η_C は次式となる⁽²⁾。

$$\eta_C (= |\dot{E}_C / \dot{E}_{C0}|) = \exp(-u^2/2) \quad (2-12)$$

Beard等を実際の海面でのコヒーレント成分のroughness parameter 依存性を実験的に明らかにしており^{(5)・(6)}、そこでは、 $u \leq 1$ では上記理論式によく一致するが、 $u > 1$ では理論値よりやや強いコヒーレント成分が残留する結果を得ている。Miller等はこれを説明付けるため、振幅の確率密度分布が正規分布をなす多数の正弦波で海面が構成されると仮定して、式(2-12)を修正する次式を得ている⁽⁷⁾。

$$\eta_C = \exp(-u^2/2) I_0(u^2/2) \quad (2-13)$$

(I_0 : 0次変形ベッセル関数)

図2. 4は式(2-12)と(2-13)の違い及びBeard等の測定値も合わせて示している。

コヒーレント成分については実用的に十分な理論が確立されていると考えられ、かつ本論文の研究の主眼はインコヒーレント成分の解析にあるので、後に提示するフェージングモデルのコヒーレント成分については既存式(2-13)を採用する。

図2. 4より $u \geq 2$ の海面状態におけるコヒーレント成分の強度は $u=0$ のときの-10 dB以下になるので、コヒーレント成分によって特徴付けられるフェージングはほぼ $u \leq 2$ に相当する海面状態で生起することになる。

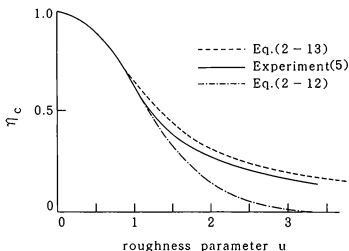


図2. 4 コヒーレント成分成分強度の roughness パラメータ (u) 依存性

2. 2. 3 インコヒーレント成分

インコヒーレント成分は、海面の不規則な波からの寄与によるため、その強度分布は理論上レイリー (Rayleigh) 分布となる。このため、インコヒーレント成分に関してはその強度の分散 $P_I (= \langle E_I E_I^* \rangle)$ が得られれば与えられた時間率 (信号強度がしきい値以上になる時間の全体の時間に占める百分比) に対応するフェージングの大きさを決定することができる。

図2. 5の座標系で海面上の適当な領域 $dS (= dx dy)$ を考える。この dS は、領域内のどの点の散乱角 (θ 、 ϕ) も一定とみなし得る程度に小さく、かつ、液の上に局所的に生じる鏡面反射点 (glittering facets: 図2. 6 参照) を十分多く含む程度には大きい、いわゆる巨視的微小領域である。

本節では、まず、この dS が完全導体の粗面であって、かつ散乱波のしゃへい現象及び多重散乱がない場合のインコヒーレント成分の単位面積あたりの平均散乱断面積を求める。次に実際の海面の反射係数を考慮し、かつ、低仰角の場合に重要な働きを持つ散乱波のしゃへい現象を考慮したインコヒーレント成分強度の定式化を行う。

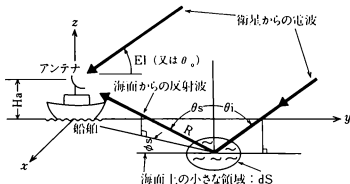


図 2. 5 海面反射波とその座標系

2. 2. 3. 1 単位面積あたりの平均散乱断面積

ここでは、海面上の任意の点 (θ_s, ϕ_s) を中心とする巨視的微小領域 dS (= 面積) を考える。点とアンテナまでの距離を r_s とする。このとき dS からの寄与によるインコヒーレント成分の平均電力 dP_i は時々刻々変化する反射波 $d\dot{E}_R$ ($= d\dot{E}_c + d\dot{E}_i$) の統計量として次式で求められる。

$$\begin{aligned} dP_i & (= \langle d\dot{E}_i d\dot{E}_i^* \rangle) \\ & = \langle d\dot{E}_R d\dot{E}_R^* \rangle - d\dot{E}_c d\dot{E}_c^* \end{aligned} \quad (2-14)$$

2. 2. 2. 1 で仮定した正規型不規則粗面で、かつ、完全導体の場合のインコヒーレント成分の平均電力 dP_{i0} については、物理光学手法 (Kirchhoff 近似法) に基づく解析結果が Beckmann & Spizzichino より導かれていて次式で与えられる⁽²⁾。

$$dP_{i0} = \frac{\pi \ell_0^2 \cos^2 \theta_i}{\lambda^2 r_s^2} F^2 e^{-u^2} \sum_{m=1}^{\infty} \frac{u^{2m}}{m! m} e^{-\frac{v_s^2 r \ell_0^2}{4m}} ds \quad (2-15)$$

ここで、

$$F = \frac{1 + \cos\theta_i \cos\theta_s - \sin\theta_i \sin\theta_s \cos\phi_s}{\cos\theta_i (\cos\theta_i + \cos\theta_s)}$$

$$v_{xy}^2 = k^2 (\sin^2\theta_i - 2\sin\theta_i \sin\theta_s \cos\phi_s + \sin^2\theta_s)$$

本論文ではこれをベースとしてスタートする。尚、式(2-15)は本モデルの根拠となる式であるので、文献(2)に基づき付録2.1にその導出過程を示す。

式(2-15)において、インコヒーレント成分の平均電力と面積 dS が線形関係にあることから、この電力は単位面積あたりの平均散乱断面積で表示するほうが広い範囲にわたって積分する場合に便利であり、物理的意味も把握しやすい。散乱断面積の定義にしたがって、式(2-15)に $4\pi r_s^2/dS$ をかけ変形整理すると、結局単位面積あたりの散乱断面積 σ_0 は次式となる⁽⁸⁾ (導出を付録2.2に示す)。

$$\sigma_0 = \frac{u^2}{\beta_0^2} \sec^4 \gamma \sum_{m=1}^{\infty} \frac{u^{2m}}{m!m} e^{-u^2(1 + \frac{\tan^2 \gamma}{m\beta_0^2})} \quad (2-16)$$

ここで、 β_0 は式(2-6)で定義される粗面の傾度偏差であり、実際の海面での具体的な値については次章で詳しく述べる。又、 γ は散乱点 (θ_s, ϕ_s) において鏡面反射条件を満たす面の傾き角であり、次式で与えられる。

$$\gamma = \tan^{-1} \left(\frac{\sqrt{\sin^2\theta_i - 2\sin\theta_i \sin\theta_s \cos\phi_s + \sin^2\theta_s}}{\cos\theta_i + \cos\theta_s} \right) \quad (2-17)$$

粗面の起伏が小さい場合 ($u^2 \ll 1$) と大きい場合 ($u^2 \gg 1$) では式(2-16)は間略化され、次式となる。

$$\sigma_0 = \begin{cases} \frac{u^4}{\beta_0^2} \sec^4 \gamma e^{-u^2(1 + \frac{\beta_0^2}{\beta_0^2})} & (u^2 \ll 1) \\ \frac{1}{\beta_0^2} \sec^4 \gamma e^{-\frac{\beta_0^2}{\beta_0^2}} & (u^2 \gg 1) \end{cases} \quad (2-18a)$$

$$\beta = \tan \gamma \quad (2-18b)$$

[なお、式(2-16)から直接式(2-18a)を導出することは困難である。この場合、付録2.1の式(A2-23)の積分表示に帰し、これを鞍部点法で解くことによって求められる。この手法については、散乱波強度の分散を求める際にBeckmann⁽²⁾が用いているので、ここでは結果のみを示した。]

海面状態は波高(波の山と谷の差:詳細は次章)や波形勾配(波高と波長の比:次章)で規定されるが、式(2-18)はこれらと1対1の対応がある u 及び β を変数とする簡潔な表示式となっている。

尚、式(2-18b)は、十分に荒れた粗面($u \gg 1$)に対し、Barrickが幾何光学的手法(specular point theory)によって求めた結果⁽⁹⁾と一致しているため、この状態でのインコヒーレント成分は、図2.6に見られるような個々の小さな局所的鏡面反射点(glittering facets)からの寄与によっていると理解することができる。

低仰角伝搬路では、海面で反射された電波もそのうちのいくらかは、反射点とアンテナの間にある海の波によって遮られアンテナに到達しない場合が生じる。これは確率的な現象であり仰角が低くなればなるほど、あるいは散乱点が水平線に近ければ近いほど到達しない確率は大きくなる。このため、低仰角の海面反射波を対象とする本ケースでは、散乱波が受信点に到達する確率 $S(\theta_s, \theta_i)$ を考え、これによって式(2-16)又は式(2-18)で求めた散乱断面積を補正する必要が

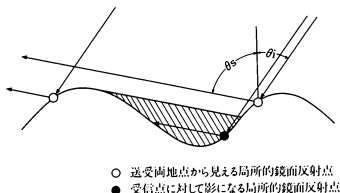


図2.6 局所的に生成される鏡面反射点とそのしゃへい

ある。この遮蔽効果は、海面への入射波、海面からの反射波の双方に対して働くが、仰角 5° 以上の通信を対象とする場合には、入射波に対しては無視でき、主に水平線方向から到来する反射波に対して強く働いている。

幾何光学的な観点から遮蔽関数 S (図 2. 6 の斜線で示した影の部分の全体に占める比で定義) を与える式はいくつか提案されている^{(10) - (12)} が、ここでは、Brockelmann と Hagfors が行った厳密な計算機シミュレーション結果⁽¹³⁾ とよい一致がある次式の Smith の遮蔽関数⁽¹¹⁾ を用いる。

$$S = \frac{2 - \operatorname{erfc}\left(\frac{\cot \theta_s}{\sqrt{2} \beta_0}\right)}{\sqrt{\frac{2}{\pi}} \cdot \frac{\beta_0}{\cot \theta_s} \exp\left(\frac{-\cot^2 \theta_s}{2 \beta_0^2}\right) - \operatorname{erfc}\left(\frac{\cot \theta_s}{\sqrt{2} \beta_0}\right) + 2} \quad (2-19)$$

以上によって求めた散乱断面積は完全導体の粗面を考えているので、実際の海面の反射係数 R ($= |\hat{R}|$; 円偏波の場合は R_{cc}) を散乱断面積に考慮する。面の曲率半径が電波の波長に比べて十分に大きい本ケースでは式 (2-1, 2, 4) で与えられるフレネル反射係数がそのまま適用できる。その際の面に対する入射角 γ_s は次式となる。

$$\gamma_s = \cos^{-1} \left(\frac{\sqrt{1 - \sin \theta_i \sin \theta_s \cos \phi_s + \cos \theta_i \cos \theta_s}}{2} \right) \quad (2-20)$$

結局、インコヒーレント成分の単位面積あたりの散乱断面積 σ は次式となる⁽⁸⁾。

$$\sigma = R^2 |\gamma_s(\theta_i, \theta_s, \phi_s)| \cdot S(\theta_s) \cdot \sigma_0(\theta_i, \theta_s, \phi_s) \quad (2-21)$$

2. 2. 3. 2 インコヒーレント成分の強度

海面上の巨視的微小領域 dS からの散乱波 (インコヒーレント成分) の平均電力 dP_1 は前節で求めた単位面積あたりの平均散乱断面積 σ 及び dS 方向に対するアンテナの指向性 g_s (直接波の到来方向の利得で正規化された海面反射点方向の利得で電界次元の比) を用いて次式で求められる。

$$dP_1 = \sigma \cdot g_s^2 / (4 \pi r_s^2) \cdot dS \quad (2-22)$$

インコヒーレント成分の平均強度は上式で与えられる dP_1 を海面全域にわたって積分することにより求められ次式となる。

$$P_1 (= \langle \dot{E}_1 \dot{E}_1^* \rangle) = \frac{1}{4\pi} \iint_{\Omega_{\text{海面}}} \frac{\sigma \cdot g_s^2}{r_s^2} dx dy \quad (2-23)$$

図2. 1に示したように海面散乱波は正規反射点を含む限られた領域であるのでその積分範囲も実際には限られた範囲で十分である。式(2-21)からも明らかに散乱特性が散乱角 (θ_s, ϕ_s) に依存することから、実際の積分は式(2-23)による $x y$ 座標でなく極座標形式で実行する方が便利である。その場合、

$$r_s = H_A \sec \theta_s; \quad dx dy = H_A^2 \tan \theta_s \sec^2 \theta_s d\theta_s d\phi_s \quad (2-24)$$

の変換を行って次式となる⁽⁸⁾。

$$P_1 = \frac{1}{4\pi} \iint_{\Omega_{\text{海面}}} \sigma \cdot g_s^2 \tan \theta_s d\theta_s d\phi_s \quad (2-25)$$

θ_s の積分に関してその上限は水平線上にある反射点から受信アンテナを見込む角度で、地球の半径に対してアンテナの高さが極めて小さい海事衛星通信の場合には 90° にかなり近い値を有する。式(2-25)には被積分関数に $\tan \theta_s$ を含むので、一見、積分値の発散あるいは極度な θ_s 上限値依存性を有するように見えるが、散乱断面積の導出に際して考慮したしゃへい関数 S の値が θ_s が 90° に近づくに従って0に漸近する働きを有するのでこの積分は安定である。

以上により、インコヒーレント成分の強度を求めるための定式化ができた。具体的な計算に際しては海面状態を規定するパラメータ傾度偏差 β_0 の情報が必要となる。これに関しては次章で詳しく述べる。

2. 3 信号強度の確率分布特性

インコヒーレント成分は無数の波の上に形成される局所的鏡面反射点 (glittering facets) からの寄与によるため、強度 E_I の確率密度関数 (probability density function: PDF) は次式で与えられるレイリー分布となる。

$$f_I(E_I; P_I) = \frac{2E_I}{P_I} \exp\left(-\frac{E_I^2}{P_I}\right) \quad (2-26)$$

また、このときのインコヒーレント成分 (\dot{E}_I) の位相は $0 \sim 360^\circ$ の一様分布をする。

受信強度 $E_T (= |\dot{E}_T|)$ の確率密度関数は、直接波の強度を 1、コヒーレント成分の強度を E_C 、直接波成分とコヒーレント成分の位相差を ϕ_c とし、次式で与えられる。

$$f_T(E_T; E_C, \phi_c, P_I) = \frac{2E_T}{P_I} \exp\left(-\frac{1+E_C^2+2E_C \cos \phi_c + E_T^2}{P_I}\right) \times I_0\left(\frac{2E_T \sqrt{1+2E_C \cos \phi_c + E_T^2}}{P_I}\right) \quad (2-27)$$

(I_0 : 0 次変形ベッセル関数)

図 2. 7 は直接波成分 ($\dot{E}_0 = 1$)・コヒーレント成分 (\dot{E}_C)・インコヒーレント成分 (\dot{E}_I) と受信信号 (\dot{E}_T) の関係を複素平面上にベクトルの的に表記したものである。 $u > 2$ ではコヒーレント成分が無視できるので、上式は、一定常波と一不規則波の合成分布、すなわち次式で与えられる仲上-ライス分布となる。

$$f_T(E_T; P_I) = \frac{2E_T}{P_I} \exp\left(-\frac{1+E_C^2}{P_I}\right) \cdot I_0\left(\frac{2E_T}{P_I}\right) \quad (2-28)$$

本論文ではフェージングの大きさを表す量として「フェージングの深さ (fade depth)」を用いる。「フェージングの深さ」 F_d は直接波の受信レベルを基準にした信号強度の低下量 (dB 値) をいう。ここでは、あるレベル E_{T0} (真値) を考え $E_{T0} \leq E_T$ となる確率が、全時間を 100% として p (%) であるとき、 E_{T0} を時間率 p に対する信号強度と呼び、このときのフェージング深さ F_d を $-20 \log E_{T0}$

\dot{E}_T : 受信信号
 \dot{E}_D : 直接波成分
 \dot{E}_C : 反射波コヒーレント成分
 \dot{E}_I : 反射波インコヒーレント成分

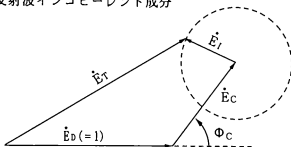


図2. 7 直接波及び反射波成分をベクトルの的に表した図

で定義する。実際に F_d を求める場合にはコヒーレント成分の位相 ϕ_c の取扱いによって幾つかのケースが考えられるが、ここでは以下に示す2つのケースについて考える。すなわち、

$$1 - \frac{p}{100} = \begin{cases} \int_0^{E_{ro}} f_T(E_T; E_C, \pi, P_1) dE_T & \text{(ケース1)} \\ \frac{1}{\pi} \int_0^{E_{ro}} \int_0^\pi f_T(E_T; E_C, \phi_c, P_1) d\phi_c dE_T & \text{(ケース2)} \end{cases} \quad \begin{matrix} (2-29a) \\ (2-29b) \end{matrix}$$

ケース1は、フェージングの最悪ケースを与えるもので、アンテナ高が常にハイトパターン(vertical lobing interference pattern)の谷の位置に固定されているような状態に対応する。またケース2は、アンテナ高がハイトパターンに対して一様に分布する状態である。船舶上で受信する場合には、海が穏やかな場合でも、通常ハイトパターンの1サイクル以上のアンテナ上下動があるため、実用的な観点からは、ケース2の場合を考えておいて十分である。

図2. 8はインコヒーレント成分が卓越する状態(すなわち $u \geq 2$) に適用できる仲上-ライス分布の各時間率をパラメータとした反射波電力とフェージング深さ

の関係を示している。図より反射波強度が -5 dB 以下の場合（通常の海事衛星通信の環境条件）では時間率 50% 値が直接波レベル（ 0 dB ）をかなりよく代表していることがわかる。

「フェージング深さ」は時間率の関数で与えられるが、特に断りがない限り時間率 99% 値（実測値の場合は $50-99\%$ 値）で定義する。

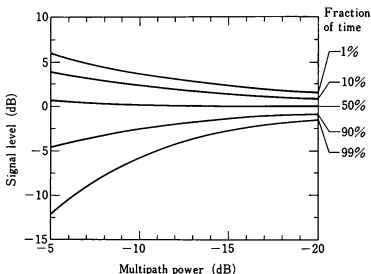


図2. 8 伸上-ライス分布に基づく反射波インコヒーレント成分強度とフェージング深さの関係

2. 4 反射波の相関特性

通信方式の検討、あるいは各種フェージング軽減の検討を行う際には、フェージングの大きさとともに時間、空間及び周波数をスケールとする相関的な性質も把握しておくことが重要である。ここでいう時間的な相関特性とは、変動の速さに関する情報を与えるものとして、また空間相関特性はスペースダイバシティによるフェージング軽減を検討する際に、また周波数相関特性は、フェージングの帯域内周波数選択性、周波数ダイバシティ、送受両リンクでのフェージングの相関等を検討する上でそれぞれ重要な性質である。

図2. 9はフェージングにより信号強度が変動する様子3種類を概念的に示したものである。図で実線のカーブ①を基準に考えると、波線②とはかなり形状が似ており、③とはあまり共通性がないように見える。このような場合、①と②には強い相関があるといい、①と③には相関がないという。相関の強さの程度は1～-1の値で表され、相関係数と呼ばれる。この場合、1（波形が完全に相似形）、0（関連性なし）、-1（波形が反転相似）が基準となる。ところで、図2. 9が空間的に異なる3地点で同時に測定されたものを表したものであるならば、その場

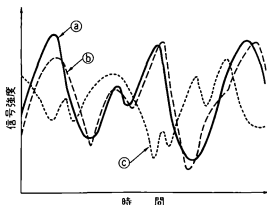


図2. 9 フェージングによる信号強度の変動（概念図）

合の相関特性とは受信点の位置によって異なるフェージングの相似性（空間相関特性）を示すことになる。同様に図 2. 9 の結果が周波数の異なる電波を同一地点、同一時刻に観測したものであるならば、周波数相関特性を、さらに、同一地点、同一周波数の電波の受信記録を時間をずらして比較しているような場合には、時間的な相関特性（自己相関特性）をそれぞれ調べていることになる。

フェージングを一つのパラメータ x に着目し、 x に関する相関特性を考える。ここで x は時間（ t ）、空間（ r ： r はベクトル量）、周波数（ f ）等を代表するもので、その変化量を Δx で表す。式（2-8）に従って、直接波で正規化した反射波 \dot{E}_R を考える。本論文で取り扱う相関係数 $\dot{\rho}(\Delta x)$ を次式で定義する。

$$\dot{\rho}(\Delta x) = \frac{\dot{E}_R(x) \dot{E}_R^*(x + \Delta x)}{\sqrt{\langle \dot{E}_R(x) \dot{E}_R^*(x) \rangle} \sqrt{\langle \dot{E}_R(x + \Delta x) \dot{E}_R^*(x + \Delta x) \rangle}} \quad (2-30)$$

式中の $\langle \rangle$ は x 領域での平均（アンサンブル平均；ただし後の議論においては x が「時間」でない場合でも時間平均とする場合もある）である。変化量 Δx が小さい場合には、式（2-30）の分母は $\langle \dot{E}_R(x) \dot{E}_R^*(x) \rangle$ で置き換えることができる。

式（2-30）で定義される相関係数は複素数となるが、通常の議論においてはその実数部が意味を持つ。すなわち、 $\dot{\rho}$ の実数部を ρ_r とすると、この ρ_r は直接波と反射波が合成された信号の強度変動（包絡線変動）の相関係数を近似するものである（この理論的根拠を付録 2. 3 に示す）。

複素数としての相関係数を取り扱うことによって、多くの知見が得られる場合がある。これについては、その物理的意味とその活用を第 7 章で詳しく述べる。

式（2-30）の \dot{E}_R を \dot{E}_c に置き換えることによりコヒーレント成分の相関係数 $\dot{\rho}_c$ を、又、 \dot{E}_R を \dot{E}_i に置き換えることによりインコヒーレント成分の相関係数 $\dot{\rho}_i$ をそれぞれ定義することができる。そこで、式（2-30）で定義される $\dot{\rho}$ の実数部 ρ_r を、両成分に対する相関係数 $\rho_{r,c}$ 、 $\rho_{r,i}$ 及び両成分の平均反射波電力 P_c 、 P_i （平均反射波電力 $P_R = P_c + P_i$ ）を用いて表すと、

$$\rho_r(\Delta x) = (\rho_{r,c} P_c + \rho_{r,i} P_i) / P_R \quad (2-31)$$

となる。

コヒーレント成分の相関係数は容易に求められ、時間・空間・周波数のそれぞれ

の変化量 Δt 、 Δr 、 Δf に対して次式となる。

$$\rho_{r,c}(\Delta t) = 1 \quad (2-32a)$$

$$\rho_{r,c}(\Delta r) = \cos\left(\frac{4\pi}{\lambda} \cos\theta_i z \cdot \Delta r\right) \quad (2-32b)$$

$$\rho_{r,c}(\Delta f) = \cos\left(\frac{4\pi H_a \Delta f}{c} \cos\theta_i\right) \quad (2-32c)$$

(H_a : アンテナの海面からの高さ、 c : 光の速度)

一方、インコヒーレント成分については、相関散乱断面積の概念⁽¹³⁾を利用して求めることができる。ここでいう相関散乱断面積 σ_s とは粗面散乱における散乱断面積 σ に対応して定義されるもので、次式で与えられる。

$$\sigma_s(x, \Delta x) = \sigma(x) \langle \exp\{j\phi(\Delta x)\} \rangle \quad (2-33)$$

上式の具体的な定式化については、第6章及び第7章において取り扱うので、ここではこの表記にとどめる。

インコヒーレント成分の相関係数 $\rho_{r,i}$ は、反射波電力 P_i を求めるのに単位面積あたりの散乱断面積を海面全体にわたって積分したと同じように、単位面積あたりの相関散乱断面積を海面全体にわたって積分することにより求められる。 $x = 0$ の時 $\rho_{r,i} = 1$ であることを考慮すると $\rho_{r,i}$ は、

$$\rho_{r,i} \begin{pmatrix} \Delta t \\ \Delta r \\ \Delta f \end{pmatrix} = \frac{1}{4\pi P_i} \iint_{\Omega_{\text{海面}}} \sigma_s \begin{pmatrix} \Delta t \\ \Delta r \\ \Delta f \end{pmatrix} g_s^2 \tan\theta_s \, d\theta_s d\phi_s \quad (2-34)$$

と表せる。

ここで時間に関する相関特性（自己相関特性）の取扱いについて若干の補足を行う。信号強度が緩慢に変化するようなフェージングでは、同一状態が比較的長い時間維持されることになるため、相関時間（相関係数が $1/e (= 0.37)$ となる時間、詳細は後述）も長いものとなる。逆に急峻な変化をするフェージングでは相関時間は短い。このような相関時間の長短は、変動周波数成分の大小（パワースペクトル）と

して捕えることができる。すなわち相関時間が長い変動は、低い周波数成分が主体であり、逆に相関時間が短い変動では高い周波数成分が強いことを意味している。自己相関関数とパワースペクトルは表裏一体の関係にあり、Wiener-Khinchineの関係式を用いれば一方を他方に変換することができる。通常、信号強度変動の時間的な振る舞いについては、パワースペクトルによって表現することが多いので、本論文でも第6章において時間的変動の性質を取り扱う際にはパワースペクトルの形で結果を示す。

2. 5 むすび

ここでは、第5章以降で述べる海面反射フェージングの諸特性解析の基本となる理論モデルを示した。このモデルは、粗面散乱に対するキルヒホッフ近似法（Beckmannの理論⁽²⁾）をベースとし、低仰角における散乱波の遮蔽効果を考慮した点を特長としている。結果としてBeckmannの理論に基づく比較的正確なアプローチとなったが、これに到るまでには、過去の文献調査を通じて種々の試みを行った。特にインコヒーレント成分の解析に関しては多くの知識を得たが^{(14)・(15)}、内容に疑問があったり、実用的な観点から利用しにくいものであったりして、結局ここで提示したモデルに行き着いた。

フェージングは、信号強度の劣化のみならず、スペクトルや空間や周波数領域での相関特性等種々の側面を有するが、ここで提示したモデルはこれらを統一的に取り扱うことができ、これが大きな利点であると言える。

付録 2. 1 式 (2-15) の導出に至る手順と仮定

本付録は本論文の出発点となる式 (2-15) の根拠と導出に至るまでの種々の仮定を明確にするため、Beckmann & Spizzichino (及び Ishimaru) のテキスト^{(2), (3)}に従って同式の導出過程を示す。(Beckmann & Spizzichino のテキストは編集上のミスと思われる数式の記述誤りが散見されるので、この点の確認を含めてできるかぎり詳細に示す。)

(1) 巨視的微小領域 dS からの散乱電界: e

散乱媒質表面 dS 上の一点 r' での電界を $E(r')$ とすると、任意の位置 r での電界 $E_s(r)$ は Green の定理 (Helmholtz 積分とも呼ばれる) によって次式で与えられる。

$$E_s(r) = \int_S \left[E(r') \frac{\partial G_0(r, r')}{\partial n} - G_0(r, r') \frac{\partial E(r')}{\partial n} \right] dS \quad (A2-1)$$

ここで、 G_0 は Green 関数、 $\partial/\partial n$ は表面鉛直方向に対する微分である。また、 r 、 r' は受信点及び dS 上の点を表す位置ベクトルで、図 2. 5 の座標系では、

$$r = H_z z \quad (A2-2a)$$

$$r' = x x + y y + \xi (x, y) z \quad (A2-2b)$$

$$x = r_s \sin \theta_s \sin \phi_s,$$

$$y = r_s \sin \theta_s \cos \phi_s,$$

となる。

ここで、(i) 粗面が完全導体で、(ii) 粗面の曲率が波長 (λ) に比べて十分大きく、かつ (iii) $dS \gg \lambda^2$ 、 $dS \gg l_0^2$ (l_0 : 粗面の空間相関長) [巨視的微小領域] とすると、式 (A2-1) は近似的に次式の解をもつ (Kirchhoff approximation: この部分については電磁界理論の教科書 (例えば文献 (3)) に詳しく記述されているので結果のみを示す)。

$$dE_s = \frac{j2k \exp(jk r_s)}{4\pi r_s} F \iint_{ds} \exp(jk_s \cdot r') dx dy \quad (A2-3)$$

$$F = \frac{1 + \cos\theta_i \cos\theta_s - \sin\theta_i \sin\theta_s \cos\phi_s}{\cos\theta_i (\cos\theta_i + \cos\theta_s)} \quad (A2-4)$$

$$\begin{aligned} k_s &= k(i-s) \\ &= k(\sin\theta_s \sin\phi_s x + (\sin\theta_s \cos\phi_s - \sin\theta_i) y \\ &\quad - (\cos\theta_i + \cos\theta_s) z) \end{aligned} \quad (A2-5)$$

(i 、 s は入射波及び反射波方向を表す単位ベクトル)

面が完全に鏡面 ($\xi = 0$) で、かつ、正規反射点付近 ($\theta_s = \theta_i$ 、 $\phi_s = 0$) の散乱 (コヒーレント反射) による受信点での電界 dE_0 は

$$dE_0(r) = \frac{j2k \cos\theta_i \exp(jk r_s)}{4\pi r_s} A \quad (A2-6)$$

(A : 面積 dS)

となる。

以下では次式で定義する正規化電界 ϵ (Beckmann & Spizzichino のテキストでは ρ) を考える。

$$\epsilon = dE_s / dE_0 = \frac{F}{A} \iint_{ds} \exp(jk_s \cdot r') dx dy \quad (A2-7)$$

(2) 電界強度の分散: $D(\epsilon)$

電界強度の分散 $D(\epsilon)$ は次式で与えられる。

$$D(\epsilon) = \langle \epsilon \epsilon^* \rangle - \langle \epsilon \rangle \langle \epsilon^* \rangle$$

$$\begin{aligned}
&= \frac{I^2}{A^2} \iint_{ds_2} \iint_{ds_1} \exp(j\mathbf{k}_s \cdot \{(x_1 - x_2)\mathbf{x} + (y_1 - y_2)\mathbf{y}\} \\
&\times [\langle \exp\{j\mathbf{k}_s \cdot \mathbf{z}(\xi_1 - \xi_2)\} \rangle - \langle \exp(j\mathbf{k}_s \cdot \mathbf{z}\xi_1) \rangle \langle \exp(-j\mathbf{k}_s \cdot \mathbf{z}\xi_2) \rangle] \\
&\quad d\mathbf{x}_1 d\mathbf{y}_1 d\mathbf{x}_2 d\mathbf{y}_2 \quad (\text{A2-8}) \\
&\quad (dS_1 = dS_2)
\end{aligned}$$

先ず、式 (A2-8) 右辺中の $[\cdot]$ を求める。表記を簡易にするために

$$x = \langle \exp(j\mathbf{k}_s \cdot \mathbf{z}\xi) \rangle \quad (\text{A2-9a})$$

$$x_2 = \langle \exp\{j\mathbf{k}_s \cdot \mathbf{z}(\xi_1 - \xi_2)\} \rangle \quad (\text{A2-9b})$$

と置く。このとき、

$$x = \int_{-\infty}^{\infty} \exp(j\mathbf{k}_s \cdot \mathbf{z}\xi) p(\xi) d\xi \quad (\text{A2-10})$$

であり、 ξ の確率密度分布は $N(0, h_0)$ なので、結局次式となる。

$$x = x^* = e^{-u^2/2} \quad (\text{A2-11})$$

(u : 本文式 (2-7) で与えられる粗面パラメータ)

同様に、

$$\begin{aligned}
x_2 &= \iint \exp\{j\mathbf{k}_s \cdot \mathbf{z}(\xi_1 - \xi_2)\} p(\xi_1, \xi_2) d\xi_1 d\xi_2 \\
&= e^{-u^2(1-\rho_c)} \quad (\text{A2-12})
\end{aligned}$$

となる。ここで、 ρ_c は ξ_1 と ξ_2 の (空間) 相関係数で本文 (2-5) 式より、

$$\rho_c = e^{-\ell^2/\ell_0^2} \quad (\text{A2-13})$$

である。式 (A2-13) を式 (A2-12) に代入し、かつ、指数関数の展開公式

$$e^x = 1 + x + \frac{1}{2!}x^2 + \frac{1}{3!}x^3 + \dots \quad (\text{A2-14})$$

を利用すると、 x_2 は次式となる。

$$x_2 = e^{-u^2} \sum_{m=0}^{\infty} \frac{u^{2m}}{m!} \exp\left(-\frac{m\ell^2}{\ell_0^2}\right) \quad (\text{A2-15})$$

結局、求める $[\cdot]$ は

$$\begin{aligned} [\cdot] &= x_2 - x x^* \\ &= e^{-u^2} \sum_{m=1}^{\infty} \frac{u^{2m}}{m!} \exp\left(-\frac{m\ell^2}{\ell_0^2}\right) \end{aligned} \quad (\text{A2-16})$$

となる。

式 (A2-8) に戻る。同式は形式的に次式で表される。

$$\text{式 (2A-8) の右辺} = \iint_{ds_1} \iint_{ds_2} f(x_1 - x_2, y_1 - y_2) dx_1 dy_1 dx_2 dy_2 \quad (\text{A2-17})$$

このとき、 $(x_1 - x_2)^2 + (y_1 - y_2)^2 \gg l_0^2$ (かつ $dS \gg l_0^2$) では、 $f \simeq 0$ となるので、式 (A2-17) の積分には $x_1 \simeq x_2$ 、 $y_1 \simeq y_2$ 付近の f のみが寄与することになる。ここで、

$$x_1 - x_2 = \ell_x \quad (\text{A2-18a})$$

と置き、 f に上述の性質を持たせると以下の積分公式が得られる。

$$\begin{aligned} & \int_{-a}^a \int_{-a}^a f(x_1 - x_2) dx_1 dy_2 \\ &= \int_{-a}^a \int_{-a-x_1}^{a-x_1} f(\ell_x) d\ell_x dx_2 = 2a \int_{-\infty}^{\infty} f(\ell_x) d\ell_x \end{aligned} \quad (\text{A2-19})$$

y についても

$$y_1 - y_2 = \ell_y \quad (\text{A2-18b})$$

として、式 (A 2 - i 9) の公式を利用すると、式 (A 2 - 1 7) は

$$\begin{aligned} \text{式(A2-17)} \quad f_i(\underline{l}) &= A \int_{-\infty}^{\infty} \int_{-\infty}^{\infty} f(\ell_x, \ell_y) d\ell_x d\ell_y \\ &= A \int_0^{\infty} \int_0^{2\pi} f(\ell, \varphi) \ell d\ell d\varphi \\ (\ell_x &= \ell \cos \varphi; \ell_y = \ell \sin \varphi) \end{aligned} \quad (\text{A2-20})$$

となる。式 (A 2 - 8) を (A 2 - 1 7) 、 (A 2 - 2 0) を利用して整理すると、

$$\begin{aligned} D(\varepsilon) &= \frac{F^2}{\Lambda} \int_0^{\infty} \int_0^{2\pi} \exp\{j\ell \mathbf{k}_s \cdot (\cos \varphi \mathbf{x} + \sin \varphi \mathbf{y})\} \\ &\quad \times [\cdot] \ell d\ell d\varphi \end{aligned} \quad (\text{A2-21})$$

となる。さらに Bessel 関数の公式

$$J_0(\sqrt{x^2 + y^2}) = \frac{1}{2\pi} \int_0^{2\pi} \exp(\pm jx \cos \varphi \pm jy \sin \varphi) d\varphi \quad (\text{A2-22})$$

を利用すると、式 (A 2 - 2 1) は

$$D(\varepsilon) = \frac{2\pi F^2}{\Lambda} \int_0^{\infty} J_0(v_{xy} \ell) [\cdot] \ell d\ell \quad (\text{A2-23})$$

$$\begin{aligned} v_{xy}^2 &= (\mathbf{k}_s \cdot \mathbf{x})^2 + (\mathbf{k}_s \cdot \mathbf{y})^2 \\ &= k^2 (\sin^2 \theta_i - 2 \sin \theta_i \sin \theta_s \cos \phi_s + \sin^2 \theta_s) \end{aligned} \quad (\text{A2-24})$$

さらに、Bessel 関数の公式

$$\int_0^{\infty} J_0(ax) e^{-bx^2} x dx = \frac{1}{2b} e^{-a^2/4b} \quad (\text{A2-25})$$

を利用し、かつ、式 (A 2 - 1 6) を (A 2 - 2 3) に代入すると

$$D(\epsilon) = \frac{\pi F^2 \ell_0^2}{A} e^{-u^2} \sum_{m=1}^{\infty} \frac{u^{2m}}{m!m} \exp\left(-\frac{v_{xy}^2 \ell_0^2}{4m}\right) \quad (\text{A2-26})$$

が得られる。

$D(\epsilon)$ は式 (A2-6) の電力で正規化されているので、求める dP_{10} は結局次式となり、本文 (2-15) 式が得られる。

$$\begin{aligned} dP_{10} &= dE_0 dE_0^* D(\epsilon) \\ &= \frac{\pi \ell_0^2 F^2 \cos \theta_1 A}{\lambda^2 r_s^2} e^{-u^2} \sum_{m=1}^{\infty} \frac{u^{2m}}{m!m} \exp\left(-\frac{v_{xy}^2 \ell_0^2}{4m}\right) \quad (\text{A2-27}) \\ &\quad (A = dS) \end{aligned}$$

付録 2. 2 式 (2-16) の導出

単位面積当たりの散乱断面積 σ_0 は定義より

$$\sigma_0 = 4\pi r_s^2 dP_{10}/dS \quad (A2-28)$$

で与えられる。本文 (2-15) 式より、

$$\sigma_0 = \frac{4\pi^2 \ell_0^2 \cos^2 \theta_i F^2}{\lambda^2} e^{-u^2} \underbrace{\sum_{m=1}^{\infty} \frac{u^{2m}}{m!m}}_B \exp\left(-\frac{v_{xy}^2 \ell_0^2}{4m}\right) \quad (A2-29)$$

上式 A 部を式 (2-6)、(2-7) を使い、粗面パラメータ u 、傾度偏差 β_0 、電波の波数 k ($= 2\pi/\lambda$) による表記に書き換える。

$$A = \frac{4k^2 h_0^2}{\beta_0^2} \cdot \frac{(1 + \cos \theta_i \cos \theta_s - \sin \theta_i \sin \theta_s \cos \phi_s)^2}{(\cos \theta_i + \cos \theta_s)^2} \quad (A2-30)$$

ここで、本文 (2-17) 式で与えられる $\tan \gamma$ [式 (2-17) は幾何光学的に求められる：導出略] を使い、かつ、

$$\begin{aligned} \sec^2 \gamma &= 1 + \tan^2 \gamma \\ &= \frac{2(1 + \cos \theta_i \cos \theta_s - \sin \theta_i \sin \theta_s \cos \phi_s)}{(\cos \theta_i + \cos \theta_s)^2} \end{aligned} \quad (A2-31)$$

であることを利用すると、結局、

$$\begin{aligned} A &= \frac{k^2 h_0^2}{\beta_0^2} \sec^4 \gamma (\cos \theta_i + \cos \theta_s)^2 \\ &= \frac{u^2}{\beta_0^2} \sec^4 \gamma \end{aligned} \quad (A2-32)$$

となる。

次にB部中の $\exp(\cdot)$ は、

$$\begin{aligned} & \exp\left(-\frac{v_K^2 \ell_0^2}{4m}\right) \\ &= \exp\left\{-\frac{k^2 h_0^2 (\cos\theta_i + \cos\theta_s)^2 \tan^2\gamma}{m\beta_0^2}\right\} \\ &= \exp\left(-\frac{u^2 \tan^2\gamma}{m\beta_0^2}\right) \end{aligned} \tag{A2-33}$$

となるので、結局B部は、

$$B = \sum_{m=1}^{\infty} \frac{u^{2m}}{m!m} \exp\left\{-u^2\left(1 + \frac{\tan^2\gamma}{m\beta_0^2}\right)\right\} \tag{A2-34}$$

となる。

式 (A2-32)、(A2-34) および (A2-29) より、本文の式 (2-16) が得られる。

付録 2. 3 相関係数 ρ と信号強度変動の相関係数との関係

本文と同じように直接波成分で正規化した反射波 \dot{E}_R を考える。すなわちどの時点（相関が時間領域の場合：空間領域の場合には場所、周波数領域の場合は周波数に読み替える）においても、直接波の振幅を 1、位相を 0° とする。この場合、任意の時間 t （空間領域の場合は r 、周波数領域の場合は f ）での正規化反射波 \dot{E}_R の振幅を $A(t)$ 、位相を $\phi(t)$ とする。すなわち

$$\begin{aligned}\dot{E}_R(t) &\mapsto \dot{E}_R(t) / \dot{E}_D(t) \\ &= A(t) \exp [j\phi(t)]\end{aligned}\quad (A2-35)$$

$t(r, f)$ と時間 Δt （距離 Δr 、周波数 Δf ）だけ違う $t + \Delta t$ での反射波の相関係数（複素量） $\dot{\rho}(\Delta t)$ は

$$\begin{aligned}\dot{\rho}(\Delta t) &= \frac{\langle \dot{E}_R(t) \dot{E}_R^*(t + \Delta t) \rangle}{\langle A^2 \rangle} \\ &= \frac{1}{\langle A^2 \rangle} \langle A(t) A(t + \Delta t) \\ &\quad \cdot \exp [j\{\phi(t) - \phi(t + \Delta t)\}] \rangle\end{aligned}\quad (A2-36)$$

$\dot{\rho}$ は複素量なのでその実数部を ρ_r とすると

$$\begin{aligned}\rho_r(\Delta t) &= \frac{1}{\langle A^2 \rangle} \langle A(t) A(t + \Delta t) \\ &\quad \cdot \cos\{\phi(t) - \phi(t + \Delta t)\} \rangle\end{aligned}\quad (A2-37)$$

となる。

次に直接波と反射波が合成された受信強度（包絡線）の相関係数 $\rho_s(\Delta t)$ を考える。相関係数の定義より

$$\rho_a(\Delta t) = \frac{1}{B^2} \langle (|1+A(t)e^{j\phi(t)}| - A_0) \cdot (|1+A(t+\Delta t)e^{j\phi(t+\Delta t)}| - A_0) \rangle \quad (A2-38)$$

ここで B^2 は $\rho_a(0) = 1$ とするための正規化ファクタ、 A_0 は受信信号の平均振幅を表している。第5章でも述べるように海事衛星通信の海面反射フェージングでの反射波のレベルは直接波のレベルに比較して10 dB程度低い値になるため、上式の変形に際しては $\langle A^2 \rangle < 1$ 、 $A_0 \simeq 1$ とする。これより式 (A2-38) は

$$\rho_a(\Delta t) = \frac{1}{2B^2} \langle A(t)A(t+\Delta t) [\cos\{\phi(t) - \phi(t+\Delta t)\} + \cos\{\phi(t) + \phi(t+\Delta t)\}] \rangle \quad (A2-39)$$

となる。インコヒーレント成分によって生じるフェージングでは ϕ は $0 \sim 2\pi$ に一様に分布するので、その場合には式 (A2-39) 中の $\langle \cos\{\phi(t) + \phi(t+\Delta t)\} \rangle$ は0になり、式 (A2-37) と (A2-39) は近似的に一致する。

第2章の参考文献

- (1) Rice, S.O.: Refraction of electromagnetic waves from slightly rough surfaces, *Comm. Pure. Appl. Math.*, vol. 4, pp.351-378, (1951)
- (2) Beckmann, P. and Spizzichino, A.: The scattering of electromagnetic waves from rough surfaces, Pergamon Press, Oxford, (1963)
- (3) Ishimaru, A.: Wave propagation and scattering in random media, Academic Press, (1978)
- (4) Kinsman, B.: Wind waves; their generation and propagation on the ocean surface, Prentice-Hall, Inc., Englewood Cliffs, New Jersey, (1965)
- (5) Beard, C.I.: Coherent and incoherent scattering of microwaves from the ocean, *IRE Trans. Antennas Propagat.*, vol. AP-9, pp.470-482, (1961)
- (6) Beard, C.I., Katz, I. and Spetner, L.M.: Phenomenological vector model of microwave reflection from the ocean, *IRE, Trans Antennas Propagat.*, vol. AP-4, pp.162-167, (1956)
- (7) Miller, A.R., Brown, R.M. and Vegh, E.: New derivation for the rough-surface reflection coefficient and for the distribution of sea-wave elevations, *Proc. IEE*, vol. 131, Pt. H., 2, pp.114-116, (1984)
- (8) Karasawa, Y. and Shiokawa, T.: Characteristics of L-band mult, path fading due to sea surface reflection, *IEEE, Trans. Antennas Propagat.*, vol. AP-32,6, pp.618-623, (1984)
- (9) Barrick, D.E.: Rough surface scattering based on the specular point theory, *IEEE, Trans. Antennas Propagat.*, vol. AP-16, (1968)
- (10) Beckmann, P.: Shadowing of random rough surfaces, *IEEE Trans. Antennas Propagat.*, vol. AP-13, pp.384-388, (1965)
- (11) Smith, B.G.: Geometrical shadowing of a random rough surface, *IEEE Trans. Antennas Propagat.*, vol. AP-15, pp.668-671, (1967)
- (12) Sancer, M.I.: Shadow-corrected electromagnetic scattering from a randomly rough surface, *IEEE Trans. Antennas Propagat.*, vol. AP-17, pp.577-585, (1969)
- (13) Brockelman, R.A. and Hagfors, T.: Note on the effect of shadowing on the backscattering of waves from a random rough surface, *IEEE Trans. Antennas Propagat.*, vol. AP-14, 5, pp.621-629, (1966)
- (14) Clarke, R.H. and Hendry, G.O.: Prediction and measurement of the coherent and incoherent power reflected from a rough surface, *IEEE Trans., Antennas Propagat.*, AP-12, 3, pp.353-363, (1964)
- (15) Spetner, L.M.: Incoherent scattering of microwaves from the ocean, *Radio Sci.*, vol. 10, 6, pp.585-587, (1975)

第3章 海面の統計的性質

3.1 まえがき

フェージングの現象を理論的に取り扱うためには、散乱現象の定式化とともに、電波の反射体である海面の性質を把握しておく必要がある。海の波は、大は潮汐波から小は表面張力波にいたるまで、種々のスケールの波が合成されてできており、きわめて複雑な様相を呈することが知られている。海面は、この海の波（波浪）によって時間的にも空間的にも不規則に変動しており、一見何の法則性もないように見える。しかしながら波浪の基本パラメータである波高、波長、周期等に注目すると、これらは固有の統計的性質を有していることが知られている^{(1) - (5)}。電波の散乱を取り扱う場合、反射波の位相変化に寄与が少ない小さいスケールの波は無視して取り扱うことが可能であり、複雑な波を妥当な近似の範囲内でいかに単純化できるかが現実的な解を得る場合の鍵となる。前章では散乱理論適用の前提として、海面高の分布が正規分布として取り扱えることの妥当性を述べたが、ここでは前章で述べた散乱理論の適用にさいして重要なパラメータである波高と傾度偏差について述べる。

3.2 風浪とうねり

海の波は発生の原因や場所等によって種々の分類の仕方があるが、その復元力から見ると表面張力波(capillary wave)、重力波(gravity wave)、及び潮汐波(tidal wave)に分類される⁽⁶⁾。

表面張力波（さざなみ）は文字どおり水の表面張力が主たる復元力となる波で、波長が1.7cmより短い極めてスケールの小さい波である。海事衛星通信の海面反射波のような前方散乱波でかつLバンド（周波数1～2GHz帯）の低仰角を取り扱うような場合には表面張力波による電波の位相変動は極めて小さい（すなわち $u \ll 1$ ）ので、この影響を無視できる。さらに、月や太陽の起潮力が原因で起きる潮汐波は主に海面高の長周期変動に寄与するのみで、空間的に狭い範囲の散乱を対象とする本ケースでは同様に海面散乱に対する潮汐波の影響は無視できる。このため、本論文で取り扱う海面反射フェージングの解析の対象となる海面状態は重力を

復元力とする重力波である。

重力波は風によって生起するが、これは発生の場所によって風浪(wind wave)とうねり(swell)に分類される。風浪はその場所に吹いている風によって直接起こされた波で不規則性が強く波も険しい。うねりは風浪が発生域を離れて他の静かな海面や風域に進んできたもので、波は緩やかで規則性が強い。

風浪もうねりもその程度は階級表によって規定される⁽⁶⁾。表3. 1は風浪の階級と波高(次節で詳述)等との関係を示したもの⁽⁶⁾である。

表3. 1 風浪の階級と海面状態^{(3), (6)}

風浪 階級	英 名	階級の説明	波高 (m) (x - y : xをこえyまで)
0	Calm (Glassy)	鏡のように滑らかである	0
1	Calm (Rippled)	さざなみがある	0 - 0.1
2	Smooth (Wavelets)	滑らか、小波がある	0.1 - 0.5
3	Slight	やや波がある	0.5 - 1.25
4	Moderate	かなり波がある	1.25 - 2.5
5	Rough	波がやや高い	2.5 - 4
6	Very Rough	波がかなり高い	4 - 6
7	High	相当荒れている	6 - 9
8	Very High	非常に荒れている	9 - 14
9	Phenomenal	異常な状態	14 -

3. 3 有義波高

波浪(ocean waves; 風浪及びうねり等の総称)は図3. 1に示すように基本的な波の上に種々のスケールの小さい波が重畳した複合波であるが、ここでは先ずこの基本波の性質に着目する。一般に波高(waveheight)Hは基本波の隣り合う山と谷の高さの差で、又、波長(wavelength)Lは山と山(あるいは谷と谷)の水平方向の距離でそれぞれ定義される。又、波浪の周期Tは海の波が重力波であるという性質から、

$$T = (2 \pi L / g)^{1/2} \quad (\text{sec}) \quad (g : \text{地上の重力加速度}) \quad (3-1)$$

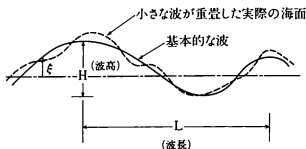


図3・1 海の波

となる⁽³⁾。波高 H は個々の波の場合について与えられるものであるが、海面状態を規定する場合にはその統計値が重要となる。通常、海の波の波高としてはすべての波高 H の平均値である平均波高(mean waveheight) H_0 、あるいは上位 $1/3$ を取って平均した有義波高(significant waveheight) $H_{1/3}$ 等が用いられる。これらの波高と海面偏位量 ξ のrms 値 h_0 (rms 波高) とは、

$$H_0 = 2.5 h_0, \quad H_{1/3} = 4 h_0. \quad (3-2)$$

の関係にある⁽⁴⁾。また平均海水面からの偏位量の分布は、前章で述べたとおり正規分布で近似される。本稿では海面状態を、目視波高(観測者が波の代表的なものとして報告する波高)に最も近いといわれる有義波高 $H_{1/3}$ を用いて表すこととし、特に断りのない限りこれを単に波高とよび H で表す。

外洋における各種海面状態の発生確率は、海洋を取り巻く環境によって異なるが、図3・2に示すように⁽⁷⁾ 発生する海面状態の大部分は波高 $0.5\text{ m} \sim 4\text{ m}$ 程度であることがわかる。図3・3はアメリカの地球観測衛星 GEOS-III が長期にわたって測定した有義波高の平均値を示している⁽⁸⁾。同図より、年間を通じて波高 $2 \sim 4\text{ m}$ の波が平均的であること、また両半球の中緯度地域のそれぞれの冬期に海が荒れやすいこと等がわかる。

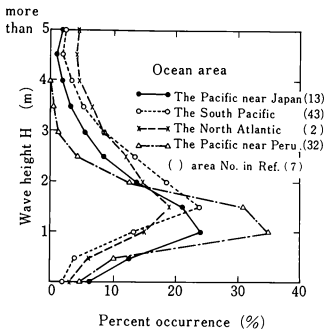


図3・2 外洋における各種海面状態の発生確率の例⁽⁷⁾

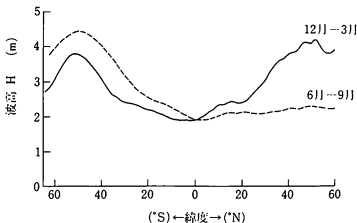


図3・3 平均的に発生する有義波高 (GEOS-IIIによる測定)⁽⁸⁾

風浪のスペクトラム（海上の一点で観測した海面の上下動のスペクトラム）は Pierson-Moskowitz の式でよく近似できることが知られており⁽⁹⁾、これは風速 W (m/s) の関数として

$$S_w(\Omega, W) = \frac{ag^2}{\Omega^5} \exp \left\{ -b \left(\frac{g}{\Omega W} \right)^4 \right\} \quad (m^2 sec/rad) \quad (3-3)$$

で与えられる。ここで、

$$\Omega = 2\pi f_w \quad (f_w: \text{波浪の変動周波数})$$

$$a = 8.1 \times 10^{-3}, \quad b = 0.74 \quad g = 9.8 \quad (m/sec^2)$$

である。このスペクトラムの形は図 3. 4 に示すように風速 W ($W_1 < W_2 < W_3 < W_4$) の増加に対してスペクトラムの低周波側（すなわち波長の大きな波）が順次発達していくことを特徴としている。

任意の風速 W における有義波高 (H) と平均的な波長 (L) で表される波をここでは有義波 (significant wave) と呼ぶ。この場合 H は、

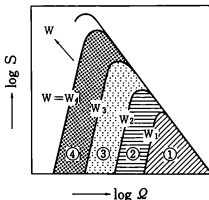


図 3・4 波浪スペクトラムの風速依存性 [Pierson-Moskowitz の式を模式的に表したもの、 W ($W_1 < W_2 < W_3 < W_4$) : 風速]

$$\begin{aligned}
 H(W) &= 4 \left(\int_0^{\infty} S_w(\Omega) d\Omega \right)^{1/2} \\
 &= \frac{2W^2}{9} \sqrt{\frac{a}{b}} = 0.0214 W^2
 \end{aligned}
 \tag{3-4}$$

程度と見積もられる。

3.4 傾度偏差⁽¹⁰⁾

海面の傾度偏差 (rms slope) については、Cox と Munk が太陽光の海面反射パターンを解析し、傾度偏差と風速の関係を実験的に明らかにしている⁽¹¹⁾。しかしながら、このような測定やこれに基づくモデル⁽¹²⁾では、光という極めて短い波長の波を利用しているので表面張力波といった小さいスケールの波からの反射も含まれており、波の基本波 (有義波) 程度のスケールの波のみに着目した解析が必要な本ケース (すなわち L バンドで低仰角の前方散乱を取り扱うようなケース) では、傾度偏差の値が過大評価になっているものと考えられる。そこで筆者らは独自の解析によって傾度偏差の値を求める。

波高と波長の比 δ ($= H/L$) は波形勾配 (wave steepness) と呼ばれ、波の険しさを表すパラメータである。この波の険しさは海面散乱波の到来領域と密接な関係を有し、 δ が大きいほど広い範囲から反射波が到来することになる。前章において定式化した計算式の中で用いられる海面の傾度偏差 β_0 は波形勾配 δ と密接な関係を有しており、有義波に着目した傾度偏差は有義波が正弦波であると仮定すると次式で近似できる⁽¹⁰⁾。

$$\beta_0 = (\pi / \sqrt{2}) \delta \tag{3-5}$$

波形勾配 δ は波の速度と風速の比で定義される波令 (wave age) に依存することが知られている⁽⁴⁾ が波高との対応は明確にされていない。そこで、各波高に対する β_0 の目安を得るために、様々な海域にわたる波高と周期の長期測定データ⁽⁷⁾ から 10,000 サンプル以上のデータがある海域 (50 海域中の 27 海域) を抽出し、以下の手順で各波高に対する波高と波形勾配、傾度偏差の関係を求めた^{(10)・(13)}。

手順；

- i) 波高と周期の発生頻度に関する 2 次元的なヒストグラムにおいて、着目する波高 H に関する周期の分布を求める。
- ii) この周期分布のメジアン値 T を求める。
- iii) 式 (3-1) の重力波の公式を用い、周期 T を波長 L に換算する。
- iv) 波高に対する波形勾配を H/L により、また傾度偏差を式 (3-5) により求める。

図 3. 5 はこのような手順で求めた波形勾配及び傾度偏差の波高依存性で、図における斜線の幅は、海域ごとに得られた β_0 の値が異なることによって生じたものである。図 3. 5 より、波高 1~4 m では、波形勾配は 0.02~0.03 の間にあってかつ波高依存性の小さいことがわかる。この値は「波形勾配は $1/18 \sim 1/90$ にあって約 $1/40$ が最も多い」と言われる海洋学上の知識⁽⁵⁾とも整合している。図 3. 5 より有義波の傾度偏差 β_0 は、大部分の海面状態が含まれる波高 4 m 以下では波高によらず、0.04~0.07 程度と考えておいてよいことがわかる。

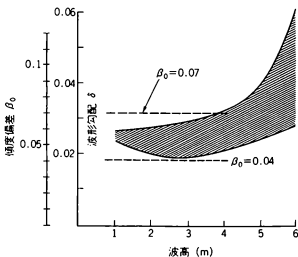


図 3. 5 有義波に着目した傾度偏差と波形勾配の波高依存性

風浪の有義波に対する傾度偏差は式(3-3)で与えられるPierson-Moskowitzのスペクトラムからも推定することができる。

スペクトラムのピークに対応する周期($2\pi/\Omega m$)を有する波の波長でLを近似すると、スペクトラムのピーク値を与える Ωm が

$$\Omega m = (0.8b)^{1/4} g/W \quad (\text{rad/sec}) \quad (3-6)$$

となるので、Lは海の波が重力波の性質を有することを利用して、

$$L(U) = 2\pi g/\Omega m^2 = 0.833 W^2 \quad (\text{m}) \quad (3-7)$$

と見積もられる。式(3-4)、(3-7)から明らかなように有義波の波形勾配 $\delta (=H/L)$ は風速によらず(すなわち波高によらず)1/40程度となる性質が導かれる。この場合、有義波に着目した海面傾度の標準偏差(傾度偏差) β_0 は式(3-5)より、

$$\beta_0 = (\pi/\sqrt{2}) H/L = 0.057 \quad (3-8)$$

となり、海洋波浪の波高と周期の2次元データから求めた値(0.04~0.07)とも整合がとれている。

3.5 むすび

散乱理論を適用して具体的な計算を行う際に必要となる海面の統計パラメータ、特に波高と傾度偏差の関係を明らかにした。波の傾きの分布は海面高の微分値の分布であるため、種々のスケールの波の合成である海の波は小さいスケールで見れば見るほど(すなわち波を細かく見れば見るほど)傾度偏差は大きなものとなる。Lバンドの前方散乱波を取り扱う本解析では基本波(有義波)程度のスケールの波の傾度偏差が求められるが、これまでこのような観点からの解析結果は報告されていなかった。そこで海洋波浪のデータから独自の解析を行って傾度偏差の値の目安を求めた。その結果、発生する海面状態の大部分を占める波高1~4mでは傾度偏差の波高依存性は小さく、ある一定の範囲の値(0.04~0.07)とすれば良いことが明らかになった。

第5章においてフェージングの深さの波高依存性が議論されるが、そこではインコヒーレント成分が十分発達した状態（波高1～3 m）での波高依存性が小さいことが結論となる。このような結果はここで求めた傾度偏差の波高依存性が小さいことに起因するものであり、海面反射という本来複雑な現象が比較的容易に取り扱えるのはこの性質に因るところが大であると考えられる。

なお、ここで述べた波高や傾度偏差以外にも、第5章においては非常に荒れた海面状態を取り扱う際の実効傾度偏差が、第6章のスペクトラム解析では波の速度と方向に関する性質が求められるが、これらについては各々の章の中で述べる。

第3章の参考文献

- (1) Kinsman, B.: Wind waves, their generation and propagation on the ocean surface, Prentice-Hall Inc., Englewood Cliffs, New Jersey, (1965)
- (2) 光易: 海の波、一特性と推算、イルカブックス、海洋出版(株)、(1977)
- (3) 淵、松本、斉藤: 海の波、地人書館、(1976)
- (4) 永田、彦坂、宮崎: "海洋物理III"、海洋科学基礎講座、東海大学出版会、(1971)
- (5) 能沢: "新しい海洋気象学"、成山堂書店、(1978)
- (6) 和達(監修): "海洋の辞典"、東京堂出版、(1960)
- (7) Hogben, N. and Lumb, F.E.: "Ocean wave statistics," London Her Majesty's Stationary Office, (1967)
- (8) Sandowell, D.T. and Agreen, R.W.: "Seasonal variation in wind speed and sea state from global satellite measurements," J. Geophys. Res., vol.89, no. C2, pp.2041-2052, (1984)
- (9) Pierson, W.J. and Moskowitz, L.: "A proposed spectral form for fully developed wind seas based on the similarity theory of S.A. Kitaigorodskii," J. Geophys. Res., vol.69, no.24, pp.5181-5190, (1964)
- (10) Karasawa, Y. and Shiokawa, T.: "Characteristics of L-band multipath fading due to sea surface reflection," IEEE, Trans. Antennas Propagat., vol.AP-32, no.6, (1984)
- (11) Cox, C.S. and Munk, W.H.: Slopes of the sea surface deduced from photograph of sun glitter, Bull. Scripps Instit. Oceanogr., vol.6, 9, (1956)
- (12) Wu, J.: Mean square slopes of the wind-disturbed water surface, their magnitude, directionality, and composition, Radio Sci., vol. 25, 1, pp.37-48, (1990)
- (13) 唐沢、塩川: 海事衛星通信における海面反射フェージングの解析、信学論(B), vol. J64-B, 5, pp.467-468, (1981)

第4章 各種フィールド実験の測定系概要

4.1 まえがき

一般論として、現象の解明あるいは特性把握を行う場合、理論・実験両面からのアプローチがある。理論的にすべて解析出来る場合には、これが一番よい方法と思われるが、本論文のテーマである海面反射フェージングのように海洋といった自然界の振る舞いを対象に含むものは、理論的アプローチであっても実験による理論解析結果の確認が不可欠なものとなる。一方、実験のみで現象を把握しようとする場合、非常に多くのパラメータに対して試行しなければならないため、多くの時間と労力と経済的な負担を強いられるところとなる。本論文では、理論モデルの構築を主目的とし、このうち主要部分を実験により実証するというアプローチをとる。本章ではこのために実施した各種フィールド実験の概要を記述し、次章以降で提示する実験データの根拠を明示する。

実験は、

- (i) 湾を挟んだ山と海岸の対向による地上送受信海岸実験、
 - (ii) 衛星からの電波を海岸で受信しフェージングを測定する海岸実験、
 - (iii) 衛星からの電波を船舶上で受信し、フェージングを測定する海洋実験、
- の3種類の方法で実施した。(i)と(ii)はコヒーレント成分が存在する海面状態、即ち比較的穏やかな海面状態における海面反射フェージングを対象に、また(iii)の実験は、主として $u \geq 2$ に分類されるインコヒーレント成分が主体となる海面状態でのフェージングを対象としている。

4.2 海岸実験

4.2.1 地上での送受信実験⁽¹⁾

本実験は、伊豆半島西海岸の田子湾を挟んだ山に送信系を、また、対向する海岸に受信系を設置し、受信強度の測定によるフェージングデータを取得した。送信側(山側)には直径 0.6 m のパラボラアンテナを設置し、受信点(海岸)に向け、 1.54 GHz の右旋円偏波の無変調波(出力 1 W)を発射した。また、受信側ではアンテナを上下できる昇降機能付作業車(リフトラ)上に受信アンテナ(4素子

ヘリカルアレー：アンテナ利得13 dB i) を置き、直接波と海面反射波の合成波を受信し、これをフェージングデータとしてデータレコーダに集録した。図4. 1に測定系を、又、表4. 1に実験系の諸元をそれぞれ示す。測定仰角は送信アンテナの設置位置を移動することにより変化させた。また、波高の測定は海中に立てた目盛り付きポールを用い、目視により観測した。この海岸実験は1981年5月19～30日および同年7月6日～11日の2回にわたり実施した。期間中の海面状態はおおむね穏やか（波高50 cm以下）で、この実験ではコヒーレント成分主体のフェージングデータが取得できた。

表4. 1 田子における海岸実験系の諸元

場所	静岡県加茂郡西伊豆町田子
期間	1981年5月～7月（延べ約2週間）
周波数	1540.921 MHz（右旋円偏波）無変調波
送信出力	1 W
送信アンテナ	60 cm パラボラ（利得：約18 dB i）
受信アンテナ	4素子ヘリカルアンテナ
仰角	5°、7°、9°

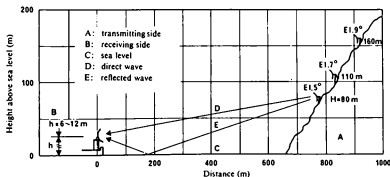


図4. 1 田子における海岸実験系

4. 2. 2 衛星電波受信実験

この実験は地上送受信海岸実験に引き続き1981年7月以降数回にわたり実施した。インド洋上のマリサット衛星(73°E)を海側に仰角11.2°で臨む伊豆半島南伊豆の伊浜(静岡県加茂郡)の海岸に測定系を設置し、衛星電波受信によるフェージングデータの取得を行った。受信アンテナは33cmショートバックファイアアンテナ(33cm-SBF; 利得13.5dBi, ビーム幅3.8°)を用いた。この実験系を図4.2に、又、実験系の諸元を表4.2に示す。

実験期間中の海面状態は波高0.2~1.5mであった。

表4.2 伊浜における海岸実験系の諸元

場所	静岡県加茂郡南伊豆町伊浜
期間	1981年7月~1983年11月(5回、延べ1ヶ月半)
衛星	マリサットインド洋衛星(軌道位置: 73°E)
周波数	1541.5MHz(右旋円偏波) [無変調ピーコン波]
衛星仰角	11.2°
実験形態	受信のみ
受信アンテナ	4素子ヘリカル、33cm SBF

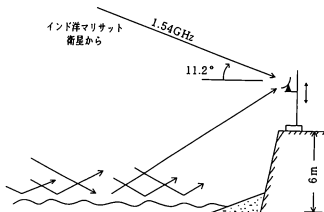


図4.2 伊浜における海岸実験系

4. 3 海洋実験

実験環境下でのフェージングデータの取得と偏波制御法によるフェージング軽減効果の確認を目的として、船舶を利用した海洋実験を5回実施した。このうち前半2回は東京・釧路間を航行するフェリーにより、また後半3回は清水・奄美大島間の備船航海により実施した。それぞれの実験概要を表4. 3にまとめる。また、表4. 4に実験に用いたアンテナの性能諸元^{(2)、(3)}を示す。図4. 3は東京・釧路間および清水・奄美大島間の実験航路をまとめて示している。

表4. 3 海洋実験の諸元

	(a) 東京・釧路間船舶実験	(b) 清水・奄美大島間船舶実験
衛星	マリサットインド洋衛星	インテルサットV号 (MC S)
軌道位置	73° E	63° E
周波数	1541.5 MHz (beacon)	1537.5 MHz (AFC pilot) (受信) 1640 MHz (送信)
偏波	右旋円偏波	右旋円偏波
衛星仰角	5° ~ 10°	3° ~ 12°
航路	東京・釧路間往復	清水・奄美大島間往復
使用船舶	フェリー「サロマ」(8,885ト)	「東海大学丸Ⅱ世」(701ト)
使用アンテナ	33cm SBF, 4素子ヘリカル	85cm π 3dB 7.40cm SBF, 33cm SBF
アンテナ高	約1.5 m	約1.0 m
実験形態	受信のみ	送受信 (第4回は受信のみ)
航海速度	19.35 ノット (平均)	10.0 ノット (平均)
期間	1983年 1/11-1/14 (第1回) 1983年 5/20-5/23 (第2回)	1984年 6/27-7/6 (第3回) 1984年 12/3-12/12 (第4回) 1986年 12/3-12/15 (第5回)

4. 3. 1 東京・釧路間船舶実験 (第1・2回)^{(4)、(5)}

実験に使用した小型アンテナ装置は偏波制御によるフェージング軽減方式⁽⁶⁾を組み込んだ改良型ショートバックファイアアンテナと動揺補正機能付き2軸E1/Azマウントおよびその制御系⁽⁷⁾より構成されている。図4. 4に受信系の構成を示す。実験は、インド洋上のマリサット衛星からの電波が仰角10° ~ 5°の低

表 4. 4 実験に用いたアンテナの性能諸元

	Gain	HPBW	Axial Ratio
85cm ϕ Paraboloidal	20.7 (dBi)	15 (deg)	1.8 (dB)
40cm ϕ SBF	15.4	32	0.4
33cm ϕ SBF	13.5	38	1.0
4-cle Helical Array	13.0	38	2.0

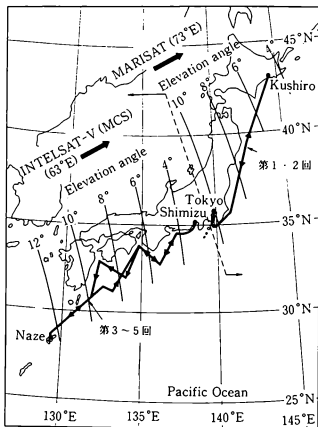


図 4. 3 東京・釧路および清水・奄美大島洋上実験の航路と衛星仰角

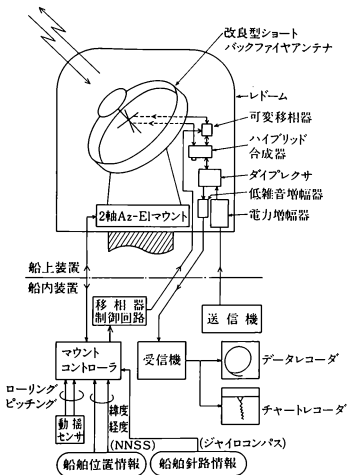


図4. 4 SBFアンテナ受信系の構成図

仰角で受信できる東京・釧路間航行のカーフェリー“サロマ”（9,000トン）に上記設備を搭載し、マリサット衛星からのLバンドビーコン波（周波数：1541.5MHz、右旋円偏波）を受信することにより行なわれた。アンテナは衛星および海面からの反射波に対してブロッキングのない位置となるよう、東京・釧路間の往路では左舷に、又、復路では右舷に設置した。その際のアンテナ高は喫水線より約15mであった。

波高の観測は、日中は目視により、また夜間は風力情報からの推定により行なった。航海中の波高は0.2m～3m程度であった。また、最も波高が高く風の強かった津軽海峡沖通過の際には、船舶の動揺は、横ゆれ（ローリング）で最大 $\pm 10^\circ$ 縦ゆれ（ピッチング）で $\pm 5^\circ$ 程度であったが、その場合でもこの動揺の大きさを2つの振子型センサで検出し、マウントの動作を自動的に補正することにより、動揺に対する指向誤差を 3° 以内に押えることができた。この値は、アンテナのビーム幅の広さを考慮すると十分な指向精度であり、指向誤差によるフェージング特性への影響は無視できる量であると考えられる。

4. 3. 2 清水・奄美大島間船舶実験（第3～5回）（5）、（8）～（10）

本実験系は、KDD山口通信所内の海岸地球局とインド洋上の海事衛星（インテルサットV号MCS）を結ぶCバンド（6/4GHz）リンクおよび、衛星と船舶（東海大学丸II世：700トン）上に設置された船舶地球局を結ぶLバンド（1.6/1.5GHz）リンクより構成される。図4.5はこの実験の全体構成を示している。尚、第4回の実験では船舶側からの送信はなく、受信のみによる実験であった。実験設備を搭載した東海大学丸II世の写真を図4.6に示す。

実験に使用した船舶地球局は直径85cmのパラボラアンテナより成るG/T（アンテナ利得対雑音比；受信性能を表す）： -4dBK 、e.i.r.p（実効放射電力）： 31dBW のシステムおよび直径40cmの改良型ショートバックファイアアンテナ（SBF）より成るG/T： -10dBK 、e.i.r.p： 26dBW のシステムであり、後者には偏波制御によるフェージング軽減方式が組み込まれている。上記通信実験とは別に、直径33cm改良型SBF（利得 13.5dBi ）によるフェージングデータの取得もあわせて行った。

85cmパラボラアンテナは、現用の船舶地球局アンテナシステム（G/T： -4dBK ）と同じ4軸マウントで駆動され、衛星追尾はステップトラッキング方式を採っている。40cmSBFアンテナシステムの衛星追尾と動揺補正に関しては、

INTELSAT-V MCS
(Indian Ocean : 63°E)

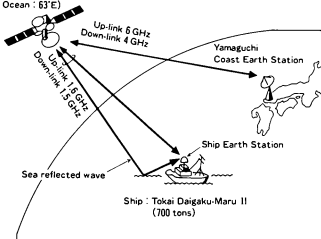


図4. 5 清水・奄美大島洋上実験の全体構成 (ただし、第4回実験は受信のみ)

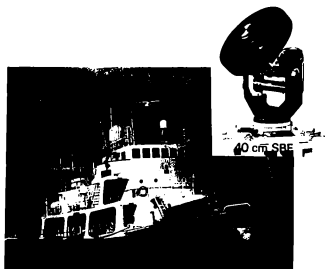


図4. 6 実験装置を搭載した東海大学丸II世号

船舶ジャイロコンパスによる針路情報、垂直ジャイロによる動揺情報、衛星航法装置（NNS S）による船舶位置情報に基づいてマイクロプロセッサで自動的に制御を行なっている。このため、動揺環境下でもアンテナの衛星指向誤差は 2° 以下であった。

図4. 3に示したように、清水・奄美大島間を往復することによって仰角 $4^{\circ} \sim 12^{\circ}$ でのデータを取得した。航路の設定に際しては、搭載した各アンテナに到来する衛星からの直接波はもとより、海面からの反射波が船体ブロッキングの影響を受けないように留意した。

海面状態は、風浪とうねりのそれぞれの波高に対して1時間ごとに記録したが、この場合の波高は東海大学丸II世の乗組員が気象庁の観測基準に基づいて観測した目視波高であり、有義波高（Significant Waveheight）に近いものである。

第3回海洋実験での海面状態は比較的穏やかで、1～2 m程度のうねりが主体であった⁽⁸⁾。第4回海洋実験の航海中の海面状態は往路（清水 奄美大島）においては、波高1 m程度かそれ以下のかかなり穏やかなものであったが、復路（奄美大島→清水）では、波高が3 mをこえるような比較的荒れた海面状態となった⁽⁹⁾。一方、第5回実験では、冬期の季節風下での測定であったため海が非常に荒れ、これまでデータが不足していた波高が4 mを越える海面状態でのフェージングデータが取得できた⁽¹⁰⁾。

第4章の参考文献

- (1) 塩川、唐沢、渡辺：海面反射による信号劣化の軽減方式に関する海岸実験、信学技報、A.P81-61、(1981)
- (2) Shiokawa, T., Karasawa, Y. and Yamada, M.: Compact antenna systems for INMARSAT standard-B ship earth stations, IEE Third Int. Conf. on Satellite Sys. for Mobile Comm. and Navigation, London UK, (1983)
- (3) Shiokawa, T., Karasawa, Y. and Yamada, M.: A compact shipborne antenna system for maritime satellite communications, IECE of Japan, Int. Symp. Antennas Propagat. (ISAP85), Kyoto Japan, (1985)
- (4) 塩川、唐沢、結城：海面反射フェージング軽減方式の海洋実験報告 [I]、信学技報、AP83-10、(1983)
- (5) Karasawa, Y., Yasunaga, M., Nomoto, S. and Shiokawa, T.: On-board experiments on L-band multipath fading and its reduction by use of polarization shaping method, Trans IECE of Japan, vol.E69, 2, pp.124-131, (1986)
- (6) 塩川、唐沢：海事衛星通信用海面反射フェージング軽減方式、信学論 (B)、vol. J68-B, 12, pp.1482-1492, (1985)
- (7) 塩川、唐沢、結城：海事衛星通信船舶局用 E1/A z マウントの指向誤差軽減法、信学論 (B)、vol. J69-B, 8, pp.833-841, (1986)
- (8) 唐沢、野本、塩川：海面反射フェージング軽減方式の海洋実験報告 [II]、信学技報、AP84-85、(1984)
- (9) 唐沢、安永、野本、塩川：海面反射フェージング軽減方式の海洋実験報告 [III]、信学技報、AP85-1、(1985)
- (10) 松戸、唐沢、安永、塩川：海面反射フェージング軽減方式の海洋実験報告 [IV]、信学技報、AP87-23、(1987)

第5章 信号強度の劣化特性

5. 1 まえがき

静止衛星を介した通信（衛星通信）では、送受信局間の距離がきわめて大きいので、電波伝搬での自由空間損失が非常に大きい。一方、衛星や移動体地球局のアンテナは種々の制約から可能な限り小型であることが求められている。信号の伝送品質は受信信号の C/N （信号対雑音電力比）によって決定され、 C/N が一定値以下になると規定の品質が得られなくなる。衛星電力等に余裕がある場合には最悪時でも必要な C/N が十分とれるよう衛星 $eirp$ （実効放射電力）を高くすることができるが、衛星通信（特に小型アンテナが用いられる移動体衛星通信）の場合にはその余裕があまりない。そのため、高い信頼性を保ちつつ可能なかぎり効率化を図ったシステムの設計が要求されるが、このためにはフェージングによる信号強度劣化の正確な把握が必要となる。この信号強度劣化の程度は周波数、アンテナ特性、衛星仰角、海面状態等種々のパラメータに依存するので、これらに対して設計が可能となるフェージングモデルの確立が不可欠となる。

第2章においてフェージングの大きさを求めるための基礎的な理論モデルを示した。また、第3章において、海面の統計的性質（波高及び傾度偏差）を明らかにし、具体的な計算に必要な海面状態パラメータ値の目安を示した。

本章では2章で示した理論モデルをベースに、フェージングの大きさ（時間率値という場合にはフェージングの深さ）に関連する各種諸量の数値解析結果を示す。その際に必要となる理論モデルの詳細部分の定式化は個々の節で取り扱う。

現在運用中あるいは計画段階のインマルサットの海事衛星通信システムはLバンド（1GHz～2GHz）中の1.5GHz帯電波が用いられる（衛星→船舶：1.54GHz；船舶→衛星：1.64GHz）ので、解析結果も特に断りがない場合は1.5GHz（円偏波）を対象として示す。また、将来の新周波数帯への拡張も考慮してフェージングの周波数依存性についても言及する。

さらに、理論モデルによる解析結果をふまえ、より簡易な方法でフェージングを推定することが必要な分野（たとえば、フェージングのシミュレーション^{(1)・(2)}、干渉評価モデル^{(3)・(4)}等）に資することを目的としたフェージング深さの簡易推定法を提案する。

5. 2 フェージングの性質に着目した海面状態の分類⁽⁵⁾

第2章で述べたように、海事衛星通信では海面による電波の前方散乱が問題となり、その反射波（散乱波）は直接波に対して一定の関係を有するコヒーレント成分（鏡面反射成分）と不規則な変動をするインコヒーレント成分より成る。コヒーレント成分と直接波成分の位相差はアンテナの高さによって変わり、これに起因する信号強度の変動はハイトパターンフェージングと呼ばれる。

一般に波の低い穏やかな海面ではコヒーレント成分が、また、波の高い荒れた海面ではインコヒーレント成分が卓越する。両成分の比率は式（2-7）で定義される roughness parameter u に依存する。式（2-12）、（2-13）から明らかにコヒーレント成分は波高の2乗に対して指数関数的に減少していくことがわかる。

便宜上コヒーレント成分が主体となる海面状態を〔状態C〕、インコヒーレント成分が卓越する（十分発達した）状態を〔状態R〕、その中間的な領域を〔状態M〕と呼ぶ。さらに波高が高く波の砕け等が発生して理論的取扱いが複雑となる状態を

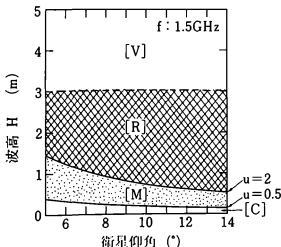


図5. 1 1.5 GHz 電波で見た海面状態の分類

〔状態V〕とする。ここで、〔状態C〕と〔状態M〕の境界を $u=0.5$ 、〔状態M〕と〔状態R〕の境界を $u=2$ 、〔状態V〕を波高3m以上とすると、1.5GHz帯電波では図5.1のように分類される。通常の発生する波高は1~3m程度が多いことを考えると、同図から明かなように大部分の海面状態は〔状態R〕に分類されるものであることがわかる。

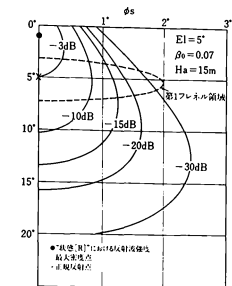
5.3 海面の散乱特性と反射波強度⁽⁶⁾

フェージングの大きさを求めるに先立ち、まず海面の散乱特性について述べる。海面から到来する散乱波の空間的な強度分布は式(2-25)の被積分関数を計算することにより求められる。仰角 5° と 10° で β_0 (海面の傾度偏差) $=0.07$ とした場合の結果を図5.2(a),(b)に示す。図で点線はアンテナ高15mの場合の第1フレネルゾーンの大きさを表し、コヒーレント成分の主たる寄与領域となるものである。また実線は〔状態R〕におけるインコヒーレント成分発生強度の等高線を示している。図より穏やかな海の場合の主なる寄与領域が正規反射点(鏡面反射点)を中心とする $2^\circ \sim 3^\circ$ (θ_0 、 ϕ_0 方向とも)程度であるのに対し、インコヒーレント成分の-10dB等高線は ϕ_0 方向では狭まり、 θ_0 方向では逆に広がることになる。その場合でも 10° (仰角 5°)~ 16° (仰角 10°)程度であり反射波の到来範囲はきわめて限られた範囲であることがわかる。また散乱強度密度の最大点(図中の●印)は海が荒れてくると正規反射点(x印)より遠方(水平線方向)に移動する。このように、海が荒れているときの散乱波が細く長い領域から到来するのは、夕日が尾を引いたように細長く海面に映える現象(図2.1)とも符合して興味深い。

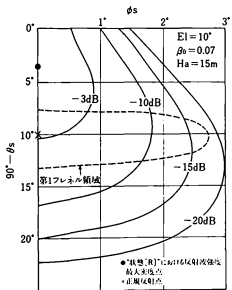
次にコヒーレント成分とインコヒーレント成分の波高に対する受信強度を求める。粗面が完全導体でかつ無指向性のアンテナ(円偏波)で受信した場合の両成分の強度を仰角 10° の場合について示したのが図5.3である。同図には対応する u の値も示している。この場合は傾度偏差 β_0 の依存性は小さく2つの成分の電力和は

$$\dot{E}_c \dot{E}_c^* + \langle \dot{E}_i \dot{E}_i^* \rangle \simeq 1 \quad (0 \leq u \leq 2) \quad (5-1)$$

の性質を示している。式(5-1)は、 u によって2つの成分の強度分配比が、また β_0 によって空間的な散乱波の分布がそれぞれ規定されるが、アンテナに到来す



(a) 仰角 5°



(b) 仰角 10°

図 5. 2 海面散乱波の空間強度分布

る全反射電力の平均値は u によらずほぼ一定であることを意味している。これは反射波のエネルギー保存則を意味していることになる。

実際には海面の反射係数が減衰項を含んでいること、アンテナの指向性により反射波の取り込み領域が限定されること、等により式(5-1)は、厳密には満足されない。そこで図5.4では実際の反射係数を用いて無指向性アンテナで受信した場合のコヒーレント成分とインコヒーレント成分の強度を仰角をパラメータに示している。インコヒーレント成分は波高とともに単調に増加し $u=2$ 付近(仰角 5° で波高1.4mに相当)ではほぼ定常値となる。また、仰角によって最大値が異なるのは反射係数の入射角特性によるものである。

なお、Beardは海を挟んだ地上実験によってインコヒーレント成分による平均反射波電力はコヒーレント成分による反射波電力の $1/2$ 程度まで発達すると報告している⁽¹⁷⁾が、本解析ではコヒーレント成分とインコヒーレント成分の平均電力の両最大値はほぼ等しくなっている。これはBeardの実験が実効的に非常に低い仰角に相当するものであるため散乱波のしゃへい効果が本解析の場合より強く働いているためと考えられる。

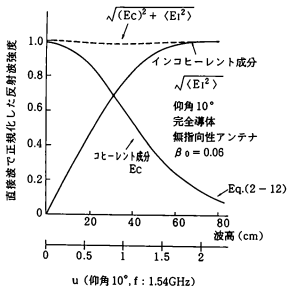


図5.3 完全導体・無指向性アンテナ受信の場合のコヒーレント成分とインコヒーレント成分の強度

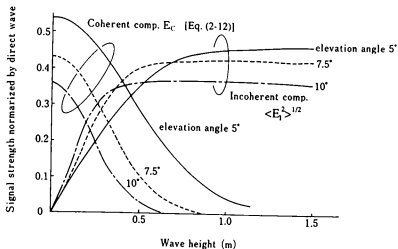


図5. 4 無指向性アンテナ受信の場合の海面反射波のコヒーレント成分とインコヒーレント成分の強度

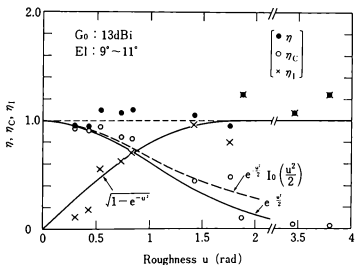


図5. 5 反射波各成分の正規化強度

図5. 5はコヒーレント成分とインコヒーレント成分の関係を実験的に求めたもので縦軸の η (η_c 、 η_i)は反射波(コヒーレント成分、インコヒーレント成分)強度を海面の反射係数と正規反射点方向のアンテナ利得で正規化した強度である。

図5. 3～5. 5より仰角 7° 以上では、反射波のエネルギー保存則がかなりよく満たされているが、仰角 5° ではインコヒーレント成分の発達はコヒーレント成分の最大値($u=0$)よりわずかに小さい値となっている。5. 6節においてはこの性質を利用した簡易推定法を提案する。

5. 4 Lバンド(1.5GHz)におけるフェージングの深さ

5. 4. 1 アンテナパターン

フェージングの大きさは受信アンテナの指向性に依存するので以下の解析においては次式で与えられるパターンを用いる。

$$g_s(\theta_a) = 3 \int_0^1 (1-r^2)^{0.5} J_0\left(\frac{\pi D_a r \sin \theta_a}{\lambda}\right) r dr \quad (5-2)$$

ここに、 θ_a はアンテナのセンター方向からの角度、 D_a はアンテナ開口径、 J_0 は0次ベッセル関数である。アンテナ利得 G_0 、ビーム半値幅(HPBW)はそれぞれ

$$G_0 = 10 \log |0.7(\pi D_a / \lambda)^2| \quad (\text{dBi}) \quad (5-3a)$$

$$\text{HPBW} = 66 \lambda / D_a \quad (\text{度}) \quad (5-3b)$$

である。ここで解析の対象とする海面反射フェージングは直接波も反射波も主ビーム内に入射する場合であり、反射波がサイドローブ方向にあるときのフェージングは問題になる大きさにはならない。

利得16dBi以下(すなわち D_a が50cm程度以下)の主ビーム内の現象を取り扱う場合には次式で与えられる近似式が利用できる。

$$g_s(\theta_a) \approx 10^{-2 \times 10^{-4} (10^{G_0/10} - 1) \theta_a^2} \quad (\theta_a \text{の単位: 度}) \quad (5-4)$$

以下の解析ではアンテナは常に衛星方向を向いていて、動揺環境下でも追尾誤差がない理想的な状態を考える。現実には、アンテナマウントの追尾誤差は低仰角では

2° 以内であり⁽⁸⁾、ピーム幅はこれよりはるかに大きいので、この仮定は妥当である。

5. 4. 2 信号強度変動の確率密度関数⁽⁹⁾

フェージングによる信号強度変動の確率密度関数は、式 (2-28) に示したように、理論的には伸上-ライス分布となる (ただしコヒーレント成分が無い場合またはあっても変動しない場合)。

図 5. 6 は 3 つのケースについて、実測信号強度の累積時間分布と、理論的に予想される伸上ライス分布とを比較して示したものである。図で、●、○、△印のデータは u が 5. 4、1. 8、0. 5 に相当するデータで伸上ライス分布とは実測値と理論値の 50% 値と 99% 値の 2 点が一致するようなカーブを選んで対応させている。図の●印と○印のデータは第 4 章で述べた船舶実験によって取得したもので受

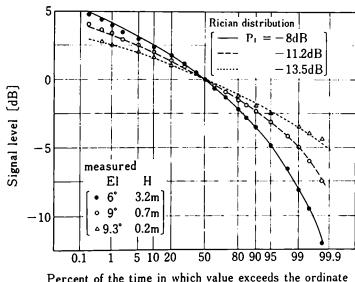


図 5. 6 受信強度の累積時間分布の実測値と理論値 (伸上ライス分布) の比較

信信号は直接波成分（定常波成分）とインコヒーレント成分（不規則波成分）の合成とみなしうる。また、△印のデータは海岸実験で取得したものでコヒーレント成分も含んでいるが、アンテナ高を海面から一定にしているのでコヒーレント成分に変動がなく、直接波成分とコヒーレント成分の和を一つの定常波と考えるとこれも理論的には仲上ライス分布となる。

図5. 6の各データは15分間のデータを処理したものであるが、図からも明らかなように実測値は0.1%～99.9%の範囲内では仲上ライス分布にかなりよく一致することがわかる。一般に、直接波と反射波が含まれる受信信号から反射波成分のみを抽出することは難しいが、受信信号中の反射波（インコヒーレント成分）の平均強度は先に定義したフェージングの深さ（50～99%値）を用いれば、例えば図2. 8を利用する等により間接的ではあるが、定常波成分（ $u \geq 2$ では直接波成分）に対するインコヒーレント成分の強さを精度良く推定することができる。

5. 4. 3 【状態C】～【状態R】でのフェージングの波高特性⁽⁶⁾

図5. 7はアンテナ利得15dBi、仰角5°と10°における2つのケース（式2-29のケース1とケース2）についてそれぞれフェージングの深さ（99%値）を求めたものである。図より最悪ケース（ケース1）を考えると両成分が混在する $u \simeq 1$ 付近の海面状態（【状態M】）で最も大きなフェージングとなるが、通常のケース（ケース2：図の斜線で示したカーブ）では $u \geq 2$ に相当する【状態R】で最も大きなフェージングになることがわかる。第3章で示したように【状態R】の発生頻度が高いことから、この状態でのフェージングを把握しておくことが重要である。

図5. 8はケース1に相当する状態での海岸実験結果を集めたもので仰角10°、利得12dBiのフェージングの深さの理論値と比較して示してある。図に示すように測定状況は少しずつ異なり、データもまたばらつきが見られるが平均的にみて定量的な一致が認められる。

図5. 9は船舶実験によって波高が比較的低い（ $H = 0.4 \sim 0.6$ m）海面状態で発生したフェージング（仰角：3.3°～4.2°）を連続的に記録したものである。上記海面状態は $u \simeq 0.5$ 程度であり、かなり強いコヒーレント成分が存在していることになる。図の長時間にわたるレベルの大きな変化は船が航行することによって衛星仰角が緩やかに変化しこれに伴って発生したコヒーレント成分のハイ

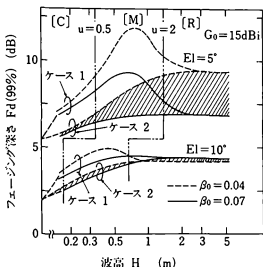
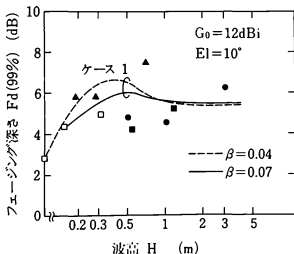


図5. 7 フェージングの波高特性 (理論値)



- (データ) □: 筆者ら, $El = 9.3^\circ$, $G_0 = 13 \text{ dBi}$ (SBF)
 ▲: 筆者ら, $El = 9.3^\circ$, $G_0 = 13 \text{ dBi}$ (4素子ヘリカル)
 ■: 筆者ら, $El = 11^\circ$, $G_0 = 13 \text{ dBi}$ (SBF)
 ●: 古川ら⁽¹⁰⁾, $El = 10^\circ$, $G_0 = 12 \text{ dBi}$ (SBF)

図5. 8 フェージング波高特性の理論値と実測値との比較

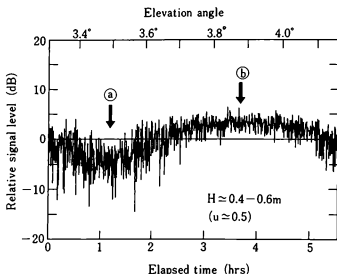


図5. 9 強いコヒーレント成分が存在する海面反射フェージング

トパターンを見ているものであり、図の(a)点では直接波成分とコヒーレント成分の位相差が逆相に、また(b)点では同相になっているものと解釈できる。図から明らかにコヒーレント成分が存在するフェージングでは直接波との位相差の値によってフェージングの深さは大きく異なるものとなる。図5. 9において直接波のレベルを基準とする信号強度の時間率99%値は(a)部の7分間のデータでは-13.3 dB、(b)部の約7分間のデータでは0.2 dBであり、同図に示した全時間の99%値は-10.8 dBである。図5. 9のデータは往路のコースで取得したものであるが復路のコースの同仰角においては波高2.5 mの海面状態 ($u \approx 2.5$) で測定したときの99%値は-11.3 dBとなっている。

これらのことより、比較的強いコヒーレント成分が存在する環境下〔状態M〕では

- (i) フェージングの深さは直接波成分とコヒーレント成分の位相差に大きく依存すること、
- (ii) 位相差が 180° の時最も大きなフェージングの深さとなること、
- (iii) 位相差が $0^\circ \sim 360^\circ$ に一樣に分布するときのフェージングの深さは〔状態R〕でのフェージングの深さと同程度であること、

が言える。これらの傾向は図5. 7の理論計算結果と一致しており、理論モデルが妥当であることを意味している。

図5. 10は第4章で述べた船舶実験によって得たフェージングの波高特性では「状態R」に分類されるものである。データの5°及び10°はそれぞれの仰角の±0. 2°以内のものを集めたもので一つ一つの点は7分間のデータを処理している。また、図の波高Hはうねりと風浪に分けて観測されたそれぞれの波高 H_{swell} 、 $H_{wind\ wave}$ に対して

$$H = (H_{swell}^2 + H_{wind\ wave}^2)^{1/2} \quad (5-5)$$

としている。図より仰角5°でのうねり主体の海面状態で強いフェージングが観測されているものの風浪とうねりが混在するような海面状態ではあまり強い波高依存性は現れていない。またこれらの値は理論推定値とほぼ一致している。仰角5°においてうねりの方が風浪より大きなフェージングとなっているのは、うねりの方が風浪よりも波の傾度偏差が小さく(0. 04に近い)、この仰角では図5. 7からも明らかにように傾度偏差が小さい方が受信反射波強度が大きくなることによる。

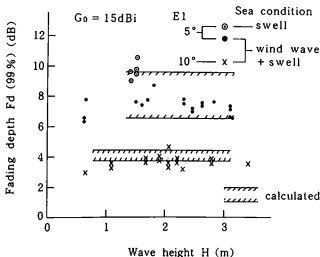


図5. 10 「状態R」におけるフェージングの波高特性

5. 4. 4 【状態R】でのフェージングの深さ^{(6)・(11)}

図5. 11は【状態R】でのフェージングの深さ（時間率99%値）を仰角の関数として示している。図より将来の海事衛星通信の標準として期待される利得15 dBiのアンテナの場合には仰角5°で7～10 dB、仰角10°で4～5 dBのフェージングが発生すると推定できる。

図5. 12は利得13. 5 dBiのショートバックファイアアンテナ（ビーム幅：38°）を用い実際の船舶上で測定したデータ（4. 3. 1節）を波高別にプロットしたものである（【状態R】でのデータのみ）。図より、データにはばらつきがあるものの90%値、99%値ともかなりよく理論値に一致していることがわかる。図5. 13は利得15 dBiのショートバックファイアと利得21 dBiの85 cmパラボラアンテナの場合について同様の船舶実験（4. 3. 2節）の結果と理論値を比較したもので、この場合も良い一致がみられる。

現段階では実測データの量は限られているがこれらのデータと理論推定値はかなりよく一致しているので本モデルによる解析結果は妥当なものであると思われる。

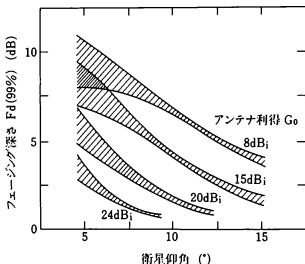


図5. 11 【状態R】におけるフェージングの深さ（理論値）

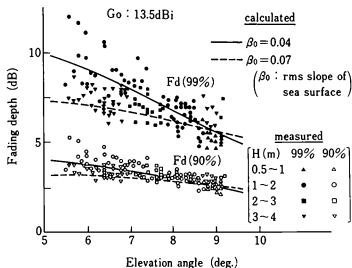


図 5. 12 利得 13.5 dBi アンテナでのフェージングの深さの仰角特性
 (データ：東京・釧路船舶実験)

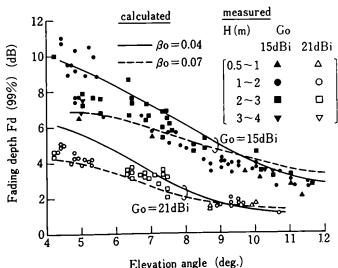


図 5. 13 利得 15 dBi および 21 dBi アンテナでのフェージング仰角特性
 (データ：清水・奄美大島船舶実験)

5. 4. 5 【状態R】～【状態V】でのフェージングの波高特性⁽¹⁾⁽²⁾

前節までの解析によって発生頻度の高い波高3 m以下の海面状態（【状態C】～【状態R】）についてはフェージングの深さに関する性質をかなり明らかにすることができた。

一方発生頻度は小さいものの非常に荒れた海面状態（波高3 m以上：【状態V】）におけるフェージングの大きさを把握しておくこともシステム設計上重要である。しかしながら、これについては、理論的取扱いの難しさや、対象となる海面状態の発生確率が小さいために限られた期間内の実験では十分な観測ができない等の理由により、これまでほとんど検討がなされていない。

ここでは、第2章で提示したフェージングの理論モデルをこのような非常に荒れた海面状態で発生するフェージングに対しても適用可能となるよう拡張したモデルを示す。そしてこのモデルにより【状態V】でのフェージングの深さの波高依存性を明らかにする。

5. 4. 5. 1 海面の実効傾度偏差

第2章で述べたモデルではインコヒーレント成分が卓越する海面状態におけるフェージングの深さの推定に関しては波の傾度偏差を海面状態を規定する唯一のパラメータとして定式化を行っている。また傾度偏差 β_0 の値として波の有義波成分に着目して求めた値：0.04～0.07を目安として与えている。

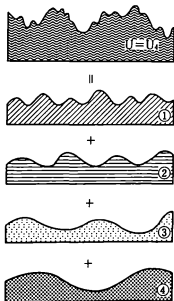
ところで、波高が高い荒れた海面状態（【状態V】）になると上述のモデルでは考慮していない有義波に重畳した各種スケールの波の影響が無視できなくなるため、この状態でのフェージングを理論的に解析するためには、上述のモデルの傾度偏差の取扱いに対して何らかの補正が必要となる。以下ではこの補正を行った傾度偏差を実効傾度偏差と呼ぶ。

5. 4. 5. 1. 1 風浪が主体となる海面の場合

5. 4. 3節および5. 4. 4節での解析により、 $u \geq 2$ の海面状態では海面反射波はインコヒーレント成分が卓越したものとなるが、 $u \leq 2$ 程度の海面状態（【状態R】）では海の波の取り扱いとして有義波のみを考えることで実際のフェージング現象を十分説明付けることができた。このことは、 $u \geq 2$ の海面状態におけるインコヒーレント成分を取り扱う場合、 $u \leq 2$ の状態が有義波のみに着目して幾何光学

的に取り扱い得る最小単位と考えれば良いことを意味している。この $u \simeq 2$ に対応する最小単位の波を便宜的に最小波と呼ぶ。以下では $u \geq 2$ における実効的な傾度偏差 $\beta_e(u)$ を求める方法について述べる。

ここで、 $u \geq 2$ であるような海面状態（波高： H ）を考える。 $u = 2$ に対応する最小波の波高を $H_{m,2}$ 、 $\lambda = 2\lambda / (\pi \sin \theta_0)$ ； θ_0 ：仰角 として、 $(H/H_{m,2})^2$ なる量 $N (= u^2/4)$ に着目する。 N を整数とすると考えやすいので、のちに実数に拡張するまで1以上の値を有する整数の場合を考える。この場合の波は有義波のみで取り扱い得る最小波（ $u = 2$ に相当）が N 個それぞれ無相関に合成された波と見なすことができる。既出の図3、4は $N = 4$ の場合について、スペクトラムを高周波側から風速 W に対して順次 $u = 2$ の最小波が形成されるエネルギーとなるところごとに区切って表したものであり、図5、14は各区分のスペクトラムに対応する最小波を概念的に表わしている。いずれの最小波も u の値が一定（すなわち2）のため波高は皆 $H_{m,2}$ で等しいが、平均波長はそれぞれ異なり、低周波側のスペクトラムをもつものほど大きい波長となる。



（風速 W の増加に対して、波高 $H_{m,2}$ の最小波が形成されるごとに、すなわち一定エネルギーとなるごとに領域を区切っている。すなわち①-④は各領域で $u = 2$ に相当する海面状態となるよう分割している。）

図5. 14 図3、4 ①-④に対応する最小波（概念図）

図3. 4のスペクトラムを高周波側から風速Wの増加に対して順次 $u=2$ に相当する最小波が形成されるエネルギーとなるところごとに区切って得たその n 番目のパワースペクトルによって生起する波を n 番目の最小波と呼ぶ(例えば図3. 4(又は図5. 14)で3番目の最小波とは③で示した部分のエネルギーで形成される波)。この n 番目($1 \leq n \leq N$)の最小波の傾度偏差 β_n は、付録5. 1に示すように、

$$\beta_n^2 = \beta_0^2 / n \quad (5-6)$$

となる。着目している海面状態における波は独立して取り扱える N 個の最小波の合成とみなしうる。この場合、実効傾度偏差 β_e は付録5. 2より、

$$\beta_e^2(N) = \left(\sum_{n=1}^N n^{-1} \right) \beta_0^2 \quad (5-7)$$

となる。式(5-7)は N が整数の場合に成り立つ式であるが、整数値で等しく接続できる実数関数を考えても不合理は生じない。この場合、式(5-7)の β_e は3%以内の精度で次式により近似できる。

$$\begin{aligned} \beta_e(u) &= \alpha \cdot \beta_0 & (5-8) \\ \alpha &= (u/2)^{1/2} & (2 \leq u \leq 6) \\ &= (4.6 \log u - 0.808)^{1/2} & (6 < u) \end{aligned}$$

式(5-8)で求まる実効傾度偏差 β_e を第3章で求めた有義波の傾度偏差 β_0 と置き換えることにより、有義波に重畳した小さいスケールの波の影響を考慮したフェージングの波高特性を求めることができる。

5. 4. 5. 1. 2 うねりが主体となる海面の場合

うねりは風浪に比べ規則的で、波形も緩やかであることが知られている。また、うねりは波令(wave age: 波の速度と風速の比)の大きい波(波令1. 37以上)であり、その場合の波形勾配(H/L)は $1/40 \sim 1/50$ となり、あまり波高依存性がないことも知られている。うねりの平均的な傾度偏差は上述の波形勾配より推定して0. 04~0. 05程度の値と見積もられる。うねりに対しては、基本波に重

畳している小さいスケールの波の成分は小さいと考えられるので、以下の計算に際してはうねりの実効傾度偏差 β_e は $u \geq 2$ に対する全波高に対して0.04として取り扱う。

5. 4. 5. 2 【状態R】での波高特性

フェージングモデルから【状態R】でのインコヒーレント成分の平均強度 P_1 は、傾度偏差 β_0 の関数として求められ、周波数1.5GHz（円偏波）、アンテナ利得0dBi及び15dBiでは図5.15となる。図から明かなように、波の勾配がきつい（ β_0 の値が大きい）海面状態ほど反射波強度の仰角依存性が小さくなり、この性質は無指向性のアンテナの場合に特に顕著である。

図5.16は利得15dBiのアンテナによる仰角5°でのフェージングの波高特性を風浪（ β_e ：式（5-8））とうねり（ $\beta_e = 0.04$ ）の場合について示している。また図中の○はうねり主体の海面状態で取得したデータ、●は風浪とうねりが混在する海面状態でのデータ（4.3.2節の第5回船舶実験）である。なお、【状態R】の部分のデータは図5.10の再掲である（図5.18も同様）。●印のデータは波高の増加とともにフェージングが小さくなっているものの、風浪の場合の計算値よりはやや波高依存性は小さい。これは、データ取得時の海面状態が、風浪とうねりがほぼ同程度に混在する状態であったこと、風浪とうねりの双方の波高の2乗和の平方根を波高としてデータをプロットしているために（式（5-5））、同じ波高でも完全な風浪よりうねりに近い性質を有しているためと解釈できる。

図5.17は比較的ビーム幅の狭い利得21dBiのアンテナで測定した仰角5°におけるフェージングの波高特性である。この図では実測値と風浪の場合の計算値がよく一致している。

図5.18は利得15dBiのアンテナによる仰角10°でのフェージングの波高特性を示している。風浪の場合の理論値は仰角5°と同様、波高の増加とともにフェージングの減少を予測しているが実測値を見る限りは有意な波高依存性は見られない。

図5.16～18を見ると、全体的には実測値の波高依存性を理論値はよく説明づけているといえる。仰角5°における波高6mでの u の値は8.2となるが、実測値と理論値の対応から、本モデルは少なくとも $u \leq 10$ に相当する状態でのフェージングに適用可能と考えられる。

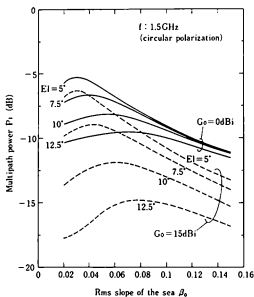


図 5. 15 反射波インコヒーレント成分強度の傾度偏差特性

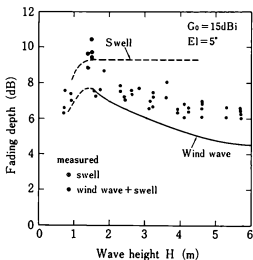


図 5. 16 フェージングの深さの波高依存性: $E_l = 5^\circ$ 、 $G_0 = 15 \text{ dB}_i$

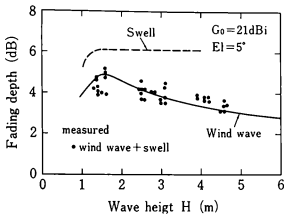


図5. 17 フェージングの深さの波高依存性: $E_l = 5^\circ$ 、 $G_0 = 21\text{dBi}$

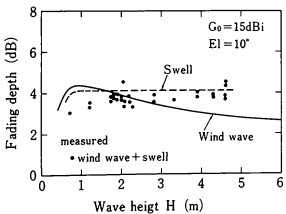


図5. 18 フェージングの深さの波高依存性: $E_l = 10^\circ$ 、 $G_0 = 15\text{dBi}$

5. 4. 6 波高依存性のまとめ

フェージングの波高特性のまとめとして、筆者がフェージングの解析に取り組んだ初期の段階より常に意識していた問、すなわち「どの海面状態で強いフェージングが発生するか」を考えてみたい。これまでの実測結果、及び本解析結果を基に仰角 1° 、 5° 、 10° の場合のフェージングの深さの海面状態（波高）依存性をまとめると表5. 1となる。ここではインマルサットの海事衛星通信を想定して周波数 1.5GHz 、円偏波としている。アンテナ利得は 15dBi 程度のを考えているが利得 24dBi 以下の全ての円偏波アンテナについて表のA, B, C評価（同一仰角においてフェージング深さ $A > B > C : C \approx A/2$ ）が入れ替わることはない。

以下、表5. 1の説明を行う。非常に低い仰角（表5. 1の例では仰角 1° ）の時、穏やかな海面では直接波の強度にほぼ等しいコヒーレント成分が発生するのでこの場合の信号レベルの低下は非常に大きい（ $G_0 \leq 24\text{dBi}$ で推定フェージング深さ 15dB 以上）。一方、荒れた海面状態におけるフェージングの深さは利得 24dBi のアンテナで 8dB 程度との報告があり⁽¹³⁾、穏やかな海面で予想されるフェージングに比べてかなり小さい。

表5. 1 フェージング深さの海面状態依存性（まとめ）
（周波数 1.5GHz 、円偏波の場合）

波高 仰角	0-0.5m	0.5-1m	1-3m	3m以上
1°	A (15dB以上)	B	B	C
5°	B	A (7~10dB)	A	B
10°	B	A (4~5dB)	A	A

（カッコ内数値は $G_0 = 15\text{dBi}$ の場合のフェージング深さの目安）

- A：同一仰角において最も大きなフェージングが発生する海面状態
 B：次に大きなフェージングが発生する海面状態
 C：A、Bに比較してフェージングが小さい海面状態

次に仰角 5° の場合を考える。コヒーレント成分によるフェージングが $G_0 \leq 15$ dB i で6 dB程度となるのに対して、波高1～3 mでのインコヒーレント成分によるフェージングが7～10 dB程度となることから、波高0～0.5 mの海面状態のフェージングより波高1～3 mの海面状態におけるフェージングの方が大きいといえる。一方、波高0.5～1 mの海面状態はコヒーレント成分とインコヒーレント成分が混在するので複雑である。この場合、アンテナの位置がコヒーレント成分によるハイトパターンの最小点に定常的にあると両成分によるフェージングは10 dBを超えるほどになるが、逆に最大点では3～4 dB程度しか発生しない。表5.1の評価はアンテナ高がハイトパターンの1波長に対して均一に分布すると仮定したときのもので、この場合インコヒーレント成分主体の海面状態（波高1～3 m：[状態R]）で発生するフェージングと同程度である。

さらに、仰角 10° ではコヒーレント成分によるハイトパターンフェージングは最大でも2 dB程度と見積もられるのに対して波高50 cm以上では4 dB程度となる理論推定値や実測値を考慮して表5.1のランク付けとなっている。表5.1はフェージングの大きさ（時間率99%値）に着目して整理したものであり、その重要度は、別の観点、たとえばスペクトルの広がり、フェージング軽減のしやすさ等で評価する場合はまた異なったものとなる。

5.4.4節では、有義波のみの取扱いによりアンテナ利得15 dB i、仰角 5° で6.5～9.5 dB、仰角 10° で約4 dBのフェージング深さを予測している。また、アンテナ利得21 dB i、仰角 5° では4～6 dBとなっている。この推定値は表5.1の仰角 5° 及び 10° におけるA表示の部分の実測フェージングの大きさとほぼ一致している。このため、海事衛星通信システム設計への利用という観点からは有義波のみに着目するモデル（5.4.4節等）で十分であるという結論になる。

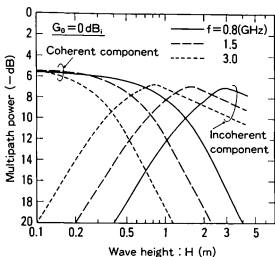
5. 5 周波数依存性⁽¹²⁾

5. 4. 5 節で導いた海面の実効傾度偏差は、式 (5-8) より roughness パラメータ u の関数として与えられるが、式 (2-7) より u は波高および仰角と共に周波数の関数でもあることから、フェージングの周波数依存性を求めることができる。

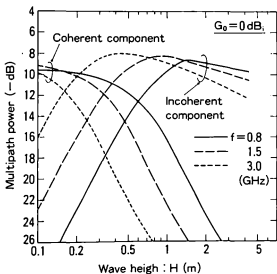
図 5. 19 は、無指向性アンテナ (利得 0 dBi)、周波数 800 MHz、1. 5 GHz、3 GHz (いずれも円偏波) に対するコヒーレント成分とインコヒーレント成分の強さを波高の関数として示したもので、同図 (a) は仰角 5°、同図 (b) は仰角 10° の場合である。図より、周波数が高くなるほどインコヒーレント成分が卓越する海面状態となる波高が低くなること、仰角 5° ではインコヒーレント成分の最大値はコヒーレント成分の最大値より約 1~2 dB 低いこと、仰角 10° では同程度かやや強くなることがわかる。

図 5. 20 は利得 15 dBi 円偏波アンテナを想定し、これによるフェージングの深さを波高と周波数に対して 2 次元的に示したものである。海面状態は風浪を想定している。また反射波にコヒーレント成分が存在する海面状態 (図 5. 20 点線より左側部分) におけるフェージング深さは、アンテナ高がハイトパターン of the 1 ピッチに対して等確率で存在する (式 (2-29) のケース 2 に相当) と仮定したときの値である。図より周波数が高くなるほど波高依存性が顕著であること、全周波数 (1~10 GHz) に対して $u=2$ 付近でフェージングの大きさがピークとなりその値は 7~8 dB となること等がわかる。また発生頻度が高い波高 1~3 m の海面状態に限ってみれば、フェージングは周波数の増加と共にフェージング深さが小さくなっていく様子がわかる。うねりが主体の海面状態ではいずれの周波数においても最大 9~10 dB のフェージングが予想され、 $u \geq 2$ の海面状態における波高依存性は図 5. 20 より小さいものと考えられる。

海面反射フェージングの性質は、これまで専ら 1. 5 GHz 帯で検討されており、この周波数帯以外では大森らの 250 MHz 帯での測定⁽¹⁴⁾があるのみである。そこでは、仰角 5°、アンテナ利得 14 dBi における 1. 5 GHz と 250 MHz でのインコヒーレント成分によるフェージングの深さ (50~99% 値) の実測値が示されている。これによると、波高 2. 4 m (文献 (14) では波高が rms 波高で与えられているので 4 倍して有義波高に換算した) では 1. 5 GHz、250 MHz でそれぞれ約 7 dB、2 dB であり、波高 1. 2 m では 7 dB、1 dB となっている。これを本モデルで計算すると両周波数に対して、波高 2. 4 m で 6. 7



(a) 仰角 5°



(b) 仰角 10°

図5.19 周波数800MHz、1.5GHz、3GHzに対するコヒーレント成分とインコヒーレント成分強度の波高依存性

El=5° Pol: circular Go=15dBi

Sea condition: Wind wave

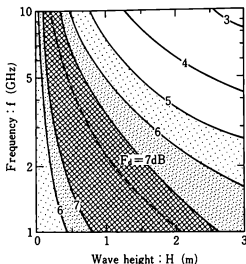


図5. 20 フェージングの深さの周波数及び波高依存性

(図の点線は $u=2$ に相当する海面状態；点線の右側はインコヒーレント成分主体、左側はコヒーレント成分が混在)

dB、2.0 dB、1.2 m で 7.2 dB、1.2 dB となり実測値とよく一致している。なお、ここでの比較はインコヒーレント成分のみによるものでありコヒーレント成分による信号劣化を含む図5. 20 の場合とは条件が異なっている。Lバンドより低い周波数帯への適応は有義波の傾度偏差 β_0 が適用できる範疇であり、実効傾度偏差 β_0 を導入した本モデルの有効性（図5. 20 の結果）を確かめるためには高い周波数帯での測定データが必要である。

5. 6 簡易推定法⁽⁹⁾

前節までは、海面反射波と衛星直接波との干渉によるフェージングの性質について、主として現象の解明という観点から述べた。ところで、実際面において個々の衛星通信システムを設計する際には、様々な環境下での海面反射フェージングによる信号品質劣化の定量的な把握が必要となる。このような場合でも前章で述べた解析結果がそのまま利用できるときには、特に不都合はない。しかしながら、電卓程度のパソコンによって回線設計、あるいは、システム間干渉の調整を行なおうとする場合、海面反射フェージングによる信号劣化量を精度よく把握できる簡易推定法が有用なものとなる。

本節では、前節までに示した理論・実験結果を基に、海面反射フェージングの基本的な性質であるフェージングの深さに関する簡易推定法を提案する。

5. 6. 1 反射波のエネルギー保存則

海面反射波のインコヒーレント成分強度は式(2-25)により求められるが、海面全域の積分を実行しなければならないため実際の計算は容易ではない。本節では、5. 3 節で議論した「海面反射強度のエネルギー保存則」を利用してインコヒーレント成分による信号強度の劣化分を容易に推定する手法を提案する。尚、コヒーレント成分の強度については式(2-13)により容易に求められるので、ここでは取り扱わない。

5. 2 節では【状態C】～【状態R】での海面の実効反射係数について述べた。そこでは、低仰角の場合(仰角5°程度か、それ以下)には若干ずれが目立つものの、全体的には反射波のコヒーレント成分とインコヒーレント成分の強度にはエネルギー保存則

$$P_c(u) + P_i(u) \simeq P_{c0} (= P_c(u=0)) \quad (5-9)$$

が良く満たされるという結果を得た。 $u \geq 2$ では $P_c \ll P_i$ となるので P_i は P_{c0} と近似的に一致する。

図5. 2 1 は利得21dBi、15dBi、13dBi、0dBiに対する正規化実効反射係数 $\eta_i = (P_i/P_{c0})^{1/2}$ と仰角の関係(理論値)を示している。利

得 0 dBi のアンテナに対しては円偏波・水平偏波・垂直偏波を、他のアンテナに対しては円偏波について計算結果を示している。同図で、海面の正規反射点方向の相対アンテナ利得（直接波到来方向の利得で正規化したもの）が 0 ～ 3 dBi にある範囲を太線で、- 3 dBi 以下となる範囲を細線で示している。アンテナのビーム中心が衛星に指向しているとき、正規反射点方向の利得が - 3 dBi となる条件は仰角 θ_0 がアンテナの電力半値幅（HPBW）の $1/4$ となるところ、すなわち $\theta_0 = \text{HPBW}/4$ であるのでここが太線と細線の境界となる。図より、円偏波を対象とする太線の範囲では、仰角 7° 以上では $\eta_1 \simeq 1$ 、仰角 7° 以下では η_1 は徐々に小さくなる傾向がみられる。

同様の条件で実測データを解析した結果が図 5. 22 である。ここでは、[状態 R] のデータを対象として各利得のアンテナで得たフェージングの深さ（50～99 % 値）から分布が仲上ライス分布となることを仮定して反射波強度を求めている。図 5. 21 と図 5. 22 より実測値と理論値はかなり良く一致していることがわかる。

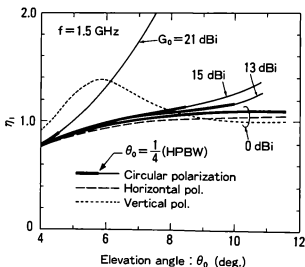


図 5. 21 インコヒーレント成分の正規化実効反射係数の仰角及びアンテナ利得依存性（理論値）

ここで、利得の高いアンテナでは仰角の増加とともに η_i が1よりかなり増加する理由について考える。5. 3節での解析結果より、インコヒーレント成分が主体となる海面状態での反射波の到来領域は横方向の広がり小さく俯角方向の広がり大きい。このため反射波到来方向（俯角方向）に対するアンテナ利得の差が大きいと、反射波到来方向に対するアンテナの代表的利得を、海面の正規反射点方向で代表させるには不合理が生じてくる。極端な例としては、利得21 dBiのアンテナでは放射パターンの $\theta_0 = 20^\circ$ 付近に零点があるが、このような場合、仰角 10° の散乱として P_{c0} を求めれば、その方向のアンテナ利得が零となるので P_{c0} もまた零となる。実際には、アンテナパターンの $\theta_0 = 2\theta_0$ 以外の方向から到来してくる電波を受信することになり、受信電力は零でない有限な値をもち、結果として η_i は極めて大きな値となる。利得21 dBiで仰角 5° 以上となったとき η_i が大きくなるのはこのためである。

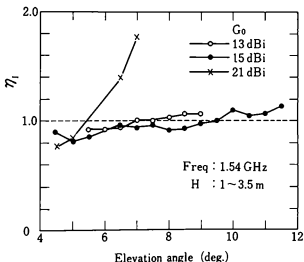


図5. 22 インコヒーレント成分の正規化実効反射係数の仰角及びアンテナ利得依存性（実測値）

垂直偏波に対する仰角 6° 付近での大きな偏移も上記理由と共通する。即ち、海面の垂直偏波に対する反射係数は仰角 6° の場合が丁度ブルースター角となり極小値をとる。この場合でも、水平線方向からの到来電波は実質的に入射角 3° の反射をしている（反射波が受信点に到来するためには、反射面が 3° 傾いている）ので、このような部分的に大きな反射係数となっているような電波も含めると、全体的に反射係数を過小評価していることになる。これが図 5. 21 の点線にみられるカーブとなる原因である。

海面の実効反射係数を正確に評価するには無指向性のアンテナ（利得 0 dBi ）を用いて行うことが理想的であるが、図 5-21 の結果は、仰角 10° 程度かそれ以下であるならば、利得 15 dBi 以下のアンテナで測定することによっても、かなり正確に海面の実効反射係数が測定できることを意味している。

次に、仰角 7° 以下で η_1 が徐々に 1 より小さくなる理由について述べる。海面で散乱された個々の波が受信点に到達する前に途中の波で遮られる現象（shadowing）が無視できる比較的仰角の高い場合の散乱では単一散乱（一回反射）として取り扱えるので各々の鏡面反射点で反射されるエネルギーと海に吸収されるエネルギーの比はほぼ海面のフレネル反射係数によって決まる。第 3 章で述べたように実際の海の波形勾配はあまり大きくないので、海の荒れ具合によっても反射係数そのものはあまり変わらないことになり、海上に散乱される電波の平均エネルギーは海の荒れ具合に依存せずほぼ一定であるという結論になる。一方、仰角が低くなると、一旦反射した電波が途中の波で遮られることによって多重散乱（複数回反射）が発生するため、海によって吸収されるエネルギーが大きくなり、この場合は η_1 は 1 より小さくなるという結論になる。

5. 6. 2 インコヒーレント成分強度の簡易推定法

前節の議論より、以下の手順に従い海面反射波インコヒーレント成分の強度の推定が出来る。

step 1 本手法の適用範囲を確認する。すなわち

- (i) 周波数： Lバンド（ $1 \sim 2\text{ GHz}$ ）
- (ii) 偏 波： 円偏波又は水平偏波。垂直偏波は仰角 8° 以下では誤差が大きい。
- (iii) 仰 角： $3^\circ \leq \theta_0 \leq \text{HPBW}/4$ 、ただし $g_r(2\theta_0)$ [または step

2' を採用する場合は $g_r(1.5\theta_0)$ が -10 dB 程度まで拡張可能

(iv) 海面状態：[状態 R] ($u \approx 2$)

step 2 海面の正規反射点方向の相対アンテナ利得 g_r を求める。

アンテナ利得 G_0 が与えられているとき、式 (5-4) から主ビーム内の g_r は $\theta_s = 2\theta_0$ (度) として求められる。

step 3 海面のフレネル反射係数 R_{ij} (入射波偏波 i 、反射波偏波 j) を計算する。計算式は (2-1) ~ (2-4) 式による。周波数 1.5 GHz における水平・垂直・円偏波に対する反射係数 R_{HH} 、 R_{VV} 、 R_{CC} の計算結果を表 5.2 に示す。

step 4 実効反射係数の仰角補正項 C_0 (dB) を求める。

$$\begin{aligned} C_0 &= 0 & (\theta_0 \geq 7^\circ) \\ &= (\theta_0 - 7) / 2 \quad (\text{dB}) & (\theta_0 < 7^\circ) \end{aligned} \quad (5-10)$$

step 5 海面反射波インコヒーレント成分の平均強度 (電力) P_i を次式により計算する。

$$P_i = g_r + R_{ii} + C_0 \quad (\text{dB}) \quad (5-11)$$

ただし、右辺3項とも dB 値での表示である。

5.3 節での検討結果によれば、インコヒーレント成分が確率的に最も強く到来してくる方向は正規反射点方向ではなく、正規反射点と水平線方向のほぼ中間の位置にある領域付近からである。そこで step 2 の代わりに次のようにするとさらに精度となることが期待できる。

step 2' 海面反射波に対するアンテナ利得を上記 step 2 の $\theta_s = 1.5\theta_0$ とする。

上述の手順に従って一計算例を示す。周波数 1.5 GHz 、円偏波、アンテナ利得 10 dBi 、仰角 5° の場合を考える。これは step 1 の条件を満たす。海面反射波に対するアンテナ利得を step 2 ($\theta_s = 2\theta_0$) で求めると -0.36 dB となる。

表5. 2 1. 5 GHzにおける海面のフレネル反射係数

Elevation $\theta_0(^{\circ})$	Polarization		
	Horizontal R_{HH} (dB)	Vertical R_{VV} (dB)	Circular R_{CC} (dB)
1	-0.03	-2.86	-1.34
2	-0.06	-5.83	-2.52
3	-0.09	-9.05	-3.57
4	-0.12	-12.58	-4.52
5	-0.15	-16.01	-5.39
6	-0.18	-17.41	-6.19
7	-0.21	-16.01	-6.94
8	-0.24	-13.95	-7.64
9	-0.27	-12.19	-8.30
10	-0.30	-10.81	-8.92
11	-0.33	-9.70	-9.52
12	-0.36	-8.81	-10.09
13	-0.39	-8.07	-10.64
14	-0.42	-7.46	-11.16
15	-0.45	-6.93	-11.67
16	-0.48	-6.48	-12.17
17	-0.51	-6.09	-12.65
18	-0.54	-5.74	-13.12
19	-0.57	-5.44	-13.58
20	-0.60	-5.16	-14.03

円偏波に対する海面の反射係数は-5.39 dBである (step 3)。また、仰角補正量は-1 dBである (step 4)。それゆえ、インコヒーレント成分強度は-6.75 dBと推定することができる。

step 2' による推定値の方が海面反射波に対するアンテナ利得を大きめに評価することになるのでインコヒーレント成分強度もその分大きくなる。図5.23は周波数1.5 GHz円偏波の場合について、インコヒーレント成分強度のアンテナ利得と仰角の関係を step 2' を採用した簡易推定法に基づき求めたものである。

以上はインコヒーレント成分が十分発達した状態 ($u \geq 2$) におけるインコヒーレント成分強度を求めるものである。一方、波高が低い穏やかな海面状態 ($u < 2$) ではコヒーレント成分とインコヒーレント成分が混在するが、この場合のインコヒーレント成分強度は次式で近似できる。

$$P_i(u) \simeq [1 - \exp(-u^2) \cdot |I_0(u^2/2)|^2] P_i(u \geq 2) \quad (5-12)$$

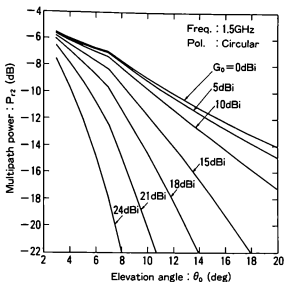


図5. 23 簡易推定法で求めたインコヒーレント成分強度と仰角、アンテナ利得の関係

5. 6. 3 フェージングの深さ

インコヒーレント成分が卓越する $u \geq 2$ の海面状態 [状態R] では、式 (5-11) により求めたインコヒーレント成分強度と式 (2-28) による伸上-ライス分布 (1 定常波と 1 不規則波が合成された分布) の仮定により信号強度の劣化量を求めることができる。既出の図 2. 8 は信号強度の分布が伸上-ライス分布の時の反射波強度と信号劣化の関係を示す図である。この図を用いれば、 P_1 に対して各時間率の信号レベルがわかるので、例えばフェージングの深さとして定義されている 9.9 % 値 (実測値データの処理では 5.0 - 9.9 % 値) を容易に求めることができる。

表 5. 3 は C C I R の Report 884 にまとめられている海面反射フェージングのデータ⁽¹⁵⁾と簡易推定法による推定値を比較したものである。同表で g_r 、 P_1 、 F_d に付してある数値 1、2 はそれぞれ前節の step 2 と step 2' での区別を行ったものである。また、フェージング深さの推定値 (F_{d1} と F_{d2}) と実測値 (F_{dm}) の関係を表す散布図を図 5. 24 に示す。表 5. 3 及び図 5. 24 より、推定値と実測値はかなり良く一致していることがわかる。 F_{d1} (step 2) と F_{d2} (step 2') では大

表5. 3 フェージング深さの実測値と簡易推定値

(実測値のNo. 1-9 は Rep. 884 より、他は筆者らのデータ)

No.	θ_0 (°)	Sea state	G_0 (dB)	g_{r1}/g_{r2} (dB)	R_{cc} (dB)	P_{11}/P_{12} (dB)	F_{d1}/F_{d2} (dB)	F_{dm} (dB)
1	7	2	12	-1.2/-0.7	-6.9	-8.1/-7.6	7.6/8.2	8.1
2	10	2	12	-2.4/-1.3	-8.9	-11.3/-10.3	4.8/5.5	4.8
3	7	2	16	-3.0/-1.7	-6.9	-10.0/-8.7	5.8/7.0	5.9
4	10	2	16	-6.2/-3.5	-8.9	-15.1/-12.4	2.9/4.1	3.0
5	4.5	7	24	-8.1/-4.6	-5.0	-14.3/-10.8	3.2/5.1	4.3
6	11.2	2	13	-3.8/-2.1	-9.6	-13.4/-11.8	3.6/4.5	4.1
7	11.2	3	13	-3.8/-2.1	-9.6	-13.4/-11.8	3.6/4.5	5.1
8	11	2	14	-4.7/-2.6	-9.5	-14.2/-12.2	3.2/4.3	4.0
9	11	2	14	-4.7/-2.6	-9.5	-14.2/-12.2	3.2/4.3	4.5
10	5	3	21	-5.0/-2.8	-5.4	-11.4/-9.2	4.7/6.5	4.0
11	5	3	15	-1.2/-0.7	-5.4	-7.6/-7.1	8.2/8.8	9.5
12	5	4	15	-1.2/-0.7	-5.4	-7.6/-7.1	8.2/8.8	7.5
13	7.5	4	15	-2.8/-1.6	-7.3	-10.1/-8.8	5.7/6.8	6.0
14	10	3	15	-4.9/-2.8	-8.9	-13.8/-11.7	3.4/4.5	3.5
15	10	4	15	-4.9/-2.8	-8.9	-13.8/-11.7	3.4/4.5	4.0
16	6	3	13	-1.1/-0.6	-6.2	-7.8/-7.3	8.0/8.5	9.0
17	6	5	13	-1.1/-0.6	-6.2	-7.8/-7.3	8.0/8.5	7.5
18	8	3	13	-1.9/-1.1	-7.6	-9.6/-8.7	6.1/6.9	7.0

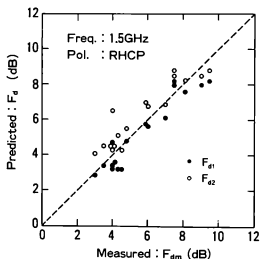


図5. 24 フェージング深さ実測値と簡易推定値の散布図

きな差異はないものの、 F_{d2} の方がやや安全サイドの推定値となっているため、実用的な面からは step 2' を用いることが望ましいと考えられる。

コヒーレント成分とインコヒーレント成分が混在するとき ($u < 2$) の信号強度劣化も式 (2-27) により求めることができるが、ここでは、直接波成分とコヒーレント成分の位相関係が一定の場合に適用可能な推定法を示す。

直接波成分とコヒーレント成分の合成信号強度 E_{D+C} は、

$$E_{D+C} = |E_D (=1) + E_C \exp(j\phi)| \quad (5-13)$$

となる。ここで ϕ は直接波成分とコヒーレント成分の位相差である。最悪値を考えるならば $\phi = 180^\circ$ 、ハイトパターンの中央値では $\phi = 90^\circ$ (すなわち $E_{D+C} \simeq 1$) である。

仲上-ライス分布では C/M (定常波と不規則波の電力比) がパラメータとなっておりこの場合、

$$C/M = 20 \log E_C - 10 \log P_1 \quad (\text{dB}) \quad (5-14)$$

である。これを既出図 2. 8 の横軸の値 (符号反転) として、求める時間率に対応する縦軸の信号レベルを読むと、これがインコヒーレント成分による信号強度の変化分となる。このときの値を F_{d1} (dB) とすると、総合的なフェージングの深さ F_d (dB) は、コヒーレント成分による信号劣化 $F_{dc} (= 20 \log E_C)$ (dB) との相乗効果により、ケース 2 (最悪ケース) の場合、

$$F_d = F_{dc} + F_{d1} \quad (\text{dB}) \quad (5-15)$$

となる。

5. 7 むすび

海事衛星通信システム設計上最も重要な特性であるフェージングの大きさに関連する各種諸量の解析を行った。その結果をまとめると以下のとおりである。

周波数 1. 5 GHz 円偏波電波に対して：

- (1) インコヒーレント成分の主たる寄与領域は海面の正規反射点より遠方（水平線方向）にあり、方位角方向（ ϕ , 方向）の広がり は $1^{\circ} \sim 2^{\circ}$ 程度であるのに対して、俯角方向（ θ , 方向）は 10° 以上となり、観測点から見て細長い領域に集中している。
- (2) インコヒーレント成分が主体となる海面状態で発生するインコヒーレント成分の平均強度（〔状態 R〕）は波のないとき（〔状態 C〕）のコヒーレント成分とはほぼ同等の強度となり、コヒーレント成分とインコヒーレント成分の間でのエネルギー保存則がかなりよく満たされている。
- (3) 信号強度の確率密度関数は理論的に予測される仲上ーライス分布にかなりよく一致する（少なくとも時間率 0.1%～99.9%）。
- (4) フェージングが最も大きくなる最悪ケースはコヒーレント成分とインコヒーレント成分がほぼ同程度に混在する海面状態（〔状態 M〕）で、かつコヒーレント成分と直接波成分との位相関係が逆相（ 180° ）のときである。
- (5) コヒーレント成分と直接波成分の位相関係が変動する通常のケースではインコヒーレント成分が十分発達した状態（〔状態 R〕）で最も大きなフェージングが発生する。この状態は発生頻度が高い波高 1～3 m 程度の海面状態に対応する。
- (6) 〔状態 R〕でのフェージングの深さの波高依存性は小さい。このときのフェージングの深さ（時間率 99% 値）は、利得 15 dBi のアンテナでは、仰角 10° で 4～5 dB、仰角 5° で 7～10 dB である。
- (7) 波高が 3 m 以上になる非常に荒れた海面状態（〔状態 V〕）では、フェージングの深さは波高の増加と共に徐々に小さくなる。その減少の程度は波の性質（風浪とうねり）に依存する。
- (8) 上記（2）で述べたエネルギー保存則を利用したフェージングの深さの簡易推定が可能であり、その精度も実用上十分である。

また、周波数 1 ～ 10 GHz の電波に対して：

- (9) 周波数が高くなるほど波高依存性が顕著となる。
- (10) インコヒーレント成分が十分に発達した状態 ($u = 2$ 付近) でフェージングの深さが最大になり、この値そのものは周波数依存性が小さい。
- (11) 発生頻度が高い波高 1 ～ 3 m 程度の海面状態に限ってみると、フェージングの深さは周波数の増加と共に減少する。

現段階では実測データの量は限られているが（特に周波数 1.5 GHz 以外）、これらデータと理論推定値はかなりよく一致しているので、ここで早示した理論モデルとこれによって導かれるフェージングの大きさに関連する諸量の推定値は十分に信頼できるものであるといえる。

付録5. 1 式(5-6)の導出

[n番目の最小波に対する傾度偏差 β_n の導出]

本文中に述べたように、n番目の最小波とは図3. 4のパワースペクトラムを高周波側から風速Wの増加に対して順次 $u=2$ に相当する最小波が形成されるエネルギーとなるところごとに区切って得たそのn番目のパワースペクトラムによって生じる波をいう(例えば、図3. 4で3番目の最小波とは③で示した部分のエネルギーで形成される波)。

このn番目の最小波の波高及び波長を H_n 、 L_n とする。波高は定義により、

$$H_n = H_{m,n} \quad (A5-1)$$

である。

一方、n番目の領域のパワースペクトラムの最大値を与える角周波数 $\Omega_{m,n}$ に対応する波長を、このn番目の最小波の波長として近似すると、そのときの波長は本文式(3-7)において Ω_m を $\Omega_{m,n}$ で置き換えたものとして与えられる。

さらに、1番目から、n番目までの最小波をすべて合成した波の波高及び波長を H_{1-n} 、 L_{1-n} とすると、定義により、

$$H_{1-n} = \sqrt{n} H_n \quad ; \quad L_{1-n} \simeq L_n \quad (A5-2)$$

となる。

波高 H_{1-n} 、波長 L_{1-n} で表される波の傾度偏差は本文式(3-8)により β_0 となることが導かれているので、結局n番目の最小波に対する傾度偏差 β_n は

$$\beta_n = \frac{\pi H_n}{\sqrt{2} L_n} = \frac{\pi H_{1-n}}{\sqrt{2n} L_{1-n}} = \frac{\beta_0}{\sqrt{n}} \quad (A5-3)$$

となり、本文式(5-6)が導かれる。

付録 5. 2 式 (5-7) の導出 [幾何光学的取扱いが可能な複数の不規則波より成る波の傾度偏差]

お互いに無相関な N 個の不規則波 $\xi_i(x, y)$ [x, y : 水平面上の直交座標、 $i = 1, 2, \dots, N$] を考え、それぞれの波は幾何光学的取扱い可能領域 ($u \geq 2$) にあって、それらの実効傾度偏差 β_i は既知であるとする。これらが合成された波を $\xi(x, y)$ とすると、

$$\xi(x, y) = \sum_{i=1}^N \xi_i(x, y) \quad (\text{A5-4})$$

となる。この波の実効傾度偏差 β_e は、

$$\beta_e^2 = \left\langle \left(\frac{\partial \xi}{\partial x} \right)^2 + \left(\frac{\partial \xi}{\partial y} \right)^2 \right\rangle \quad (\text{A5-5})$$

であるが、 $\frac{\partial \xi_i}{\partial x}, \frac{\partial \xi_i}{\partial y}$ がそれぞれ平均値 0 の正規分布とみなし、かつ個々の波の無相関性を考慮すると、式 (A5-5) 右辺は

$$\begin{aligned} (\text{A5-5}) \text{ 右辺} &= \sum_{i=1}^N \left\{ \left\langle \left(\frac{\partial \xi_i}{\partial x} \right)^2 \right\rangle + \left\langle \left(\frac{\partial \xi_i}{\partial y} \right)^2 \right\rangle \right\} \\ &= \sum_{i=1}^N \beta_i^2 \end{aligned} \quad (\text{A5-6})$$

となる。

故に、幾何光学的取扱い可能条件を満足する個々の波の傾度偏差が既知であれば、これらの合成された新たな波の傾度偏差も式 (A5-6) より求めることができる。

第5章の参考文献

- (1) 岩井、安永、唐沢：移動体衛星通信における海面反射フェージングのシミュレーションアルゴリズム、信学技報、A.P90-21, pp.15-22, (1990)
- (2) 岩井、唐沢：移動体衛星通信における海面反射フェージングのシミュレーションアルゴリズム[II]、信学技報、A.P90-72, pp.13-18, (1990)
- (3) 安永、唐沢、塩川：海面反射フェージング下での低G/T船舶地球局の干渉に関する一考察、信学技報、A.P 89-32, (1989)
- (4) 唐沢、安永：仰上ライスフェージング環境下における移動体通信システム干渉評価法、信学技報、SAT 90-58, (1991)
- (5) 唐沢、塩川：海事衛星通信における海面反射フェージング、国際通信の研究、no. 122, pp.142-149, (1984)
- (6) Karasawa, Y. and Shiokawa, T.: Characteristics of L-band multipath fading due to sea surface reflection, IEEE Trans. Antennas Propagat., vol. AP-32, 6, pp.618-623, (1984)
- (7) Beard, C.I.: Coherent and incoherent scattering of microwaves from the ocean, IRE Trans. Antennas Propagat., vol. AP-4, pp. 162-167, (1956)
- (8) 塩川、唐沢、結城：海事衛星通信船舶局用E/Azマウントの誤差軽減法、信学論(B)、vol. J69-B, 8, pp.833-841, (1986)
- (9) Karasawa, Y. and Shiokawa, T.: A simple prediction method for L-band multipath fading in rough sea conditions, IEEE Trans. Commun., vol. COM-36, 10, pp.1098-1104, (1988)
- (10) 吉川、小園、細矢：高仰角における海上伝搬実験報告、信学技報、A.P79-89, (1979)
- (11) Karasawa, Y., Yasunaga, M., Nomoto, S. and Shiokawa, T.: On-board experiments on L-band multipath fading and its reduction by use of polarization shaping method, Trans. IECE of Japan, vol. E69, 2, pp.124-131, (1986)
- (12) 唐沢、松戸、塩川：海事衛星通信における海面反射フェージングの波高及び周波数依存性、信学論(B-II), vol. J72-B-II, 4, pp.133-141, (1989)
- (13) 横山、森田：マリサット衛星による通信実験結果(その2)、信学技報、SANE78-14, (1978)
- (14) Ohmori, S. et al.: Characteristics of sea reflection fading in maritime satellite communications, IEEE Trans. Antennas Propagat., AP-33, 8, pp. 838-845, (1985)
- (15) CCIR: Propagation data for maritime mobile-satellite systems for frequencies above 100MHz, Report 884-1 (SG5), ITU, (1986)

第6章 時間的変動に関する性質

6. 1 まえがき

情報伝送方式がアナログ方式の場合には主に信号レベルの低下がS/N比（信号対雑音比）の低下となって通信品質の劣化をもたらすのでフェージング深さの把握が重要であるが、デジタル伝送方式では時間変動に関する諸特性の定量的把握も必要となる。これは、例えば、デジタル伝送方式の場合、フェージングの変動の周期は情報の1ビット（あるいは1シンボル）の伝送時間に比較してかなり長く、発生する誤りパターンはバースト状となるが、このバースト状誤りの持続時間、発生間隔、あるいはその対策の1つとしてインターリーブ方式の適用等を検討する際には、時間的変動の性質の把握がシステム設計に重要な知見を与えるためである。

変動の時間的性質である周波数スペクトラム（以下単にスペクトラムと呼ぶ）については、これまでいくつかの実測結果が報告されているが^{(1) - (4)}、波高、仰角あるいは船舶の航行速度・動揺等に対する一般的な性質について論じられたものはなく、又理論的検討も十分にはなされていない。

本章ではしバンド電波による海面反射フェージングのスペクトラムを定量的に明らかにするため、先ず、第2章で述べた理論モデルに基づき海面状態、船舶の速度、動揺等を考慮してスペクトラムの定式化を行う。次にこれに基づく理論推定値と海岸実験及び海洋実験を通じて得られた実測値との比較検討を通じて、フェージングのスペクトラム特性を明らかにする。

又、スペクトルに関連して、より実用的な量である減衰持続時間（fade duration）とその発生間隔（occurrence interval）について、実験結果、スペクトラムの解析結果を踏まえて解析を行い、その性質を明らかにする。

6. 2 周波数パワースペクトラム^{(5)、(6)}

6. 2. 1 理論モデル

6. 2. 1. 1 対象とする海面状態

受信強度の変動、いわゆるフェージングの時間的変化は、海の波による反射波の変動や受信アンテナの位置の変化等動くものが存在することによって生じる。この変動のうちコヒーレント成分によるものは、アンテナの上下動に伴うハイトパターン (vertical lobing interference pattern) 上の位置の変化によって、又インコヒーレント成分は、波の動き、船舶の動き等によってもたらされる。

第3章で述べたように海の波は種々の大きさの波がその大きさに応じた速度で複雑に動くため、厳密な取り扱いには困難であるが、ここでは実用的観点から妥当と思われるいくつかの仮定、近似を用いて、発生確率が高くフェージングも大きい〔状態R〕すなわちインコヒーレント成分が主体となる海面状態で発生するフェージングに着目しスペクトラムの定式化を行う。そして〔状態C〕、〔状態M〕に相当する海面状態でのフェージングに関しては、最後に若干の考察を加えるに留める。なお、本章で求める理論スペクトラムは直接波の位相を基準とした反射波のスペクトラムであり、後に実測値として示す直接波と反射波の合成信号強度 (包絡線) の変動スペクトラムとは厳密な意味では異なる。しかし付録2、3で示したように包絡線変動 (E_T の変動) には、反射波の変動成分である振幅、位相双方の変動がかなり正確に反映されているため、反射波スペクトラムと包絡線スペクトラムとは近似的に一致するものとみなすことができる。(これに関しては文献(7)でシミュレーションによる確認がなされている)。

6. 2. 1. 2 スペクトラムの一般式

ここでは海面を定常不規則過程とみなし、スペクトラムの一般式を導く。〔状態R〕に分類される海面では、反射波は1つ1つの波の上に生じる局所的鏡面反射点 (glittering facets) からの寄与によるものとして取り扱えるため、波の動き V は局所的鏡面反射点の動きで代表できる (以下ベクトルは全て太字表記とする)。ところでこの V は定常成分 V_0 と不規則成分 V_1 にわけて考えることができる。ここで V_0 の向きは、風の進む方向 w (単位ベクトル: y 軸からの角度 ϕ_w) とする。すなわち

$$\begin{aligned}
V &= V_0 + V_i \\
V_0 &= V_0 w \\
V_i &= V_{i,w} w + V_{i,t} t + V_{i,z} z
\end{aligned}
\tag{6-1}$$

ここで w 、 t は図 6. 1 の座標系における x y 面上の単位ベクトルで互いに直交しており、 z は z 軸方向の単位ベクトルである。又不規則成分 V_i の w 、 t 、 z 各方向の速度成分 $V_{i,w}$ 、 $V_{i,t}$ 、 $V_{i,z}$ は次式の性質を有する。

$$\begin{aligned}
\langle V_{i,i} \rangle &= 0 \\
\langle V_{i,i} \cdot V_{i,j} \rangle &= \sigma_{v,i}^2 \quad (i = j) \\
&= 0 \quad (i \neq j)
\end{aligned}
\tag{6-2}$$

i 、 j は w 、 t 、 z のいずれかに対応； $\langle \rangle$ ：時間平均

直接波が図 6. 1 の y z 面内を z 軸から θ_s の角度で入射し、受信点から見て (θ_s, ϕ_s) にある局所的鏡面反射点が速度 V で動きかつ船舶（すなわち受信アンテナ）が速度 V_s (y 軸からの角度 $\phi_{s,y}$) で動く場合、ある時刻での直接波と反射波の位相関係を基準とすると、時刻が微小量 τ 秒経過することによって新たに生じる位相差 $\psi(\tau)$ は、

$$\psi(\tau) = k_s \cdot (V - V_s) \tau
\tag{6-3}$$

$$\begin{aligned}
k_s &= k(i - s) \\
&= k[\sin \theta_s \sin \phi_s x + (\sin \theta_s \cos \phi_s - \sin \theta_s) y \\
&\quad - (\cos \theta_s + \cos \theta_s) z]
\end{aligned}$$

与えられる。ここで i 、 s は直接波および反射波の到来方向を表す単位ベクトル、 x 、 y は基準とする座標系の x 、 y 方向の単位ベクトルである。又、 k は電波の自由空間における波数である。式 (6-1)、(6-2) で与えられる性質に従って動く多数の局所的鏡面反射点が存在する場合、反射波の共分散 $C(\tau)$ は次式となる。

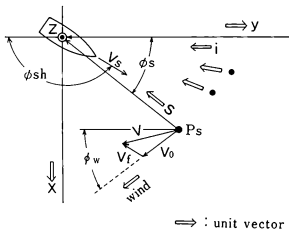
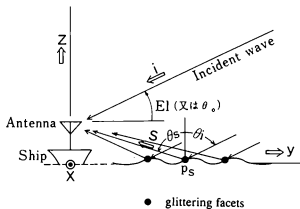


図 6. 1 スペクトラム解析のための座標系

$$C(\tau) = \frac{1}{4\pi} \iint_{\text{全表面}} \sigma(i, s, \tau) g_s^2(\theta_s, \phi_s) \tan \theta_s d\theta_s d\phi_s \quad (6-4)$$

ここで σ_i は時間領域の相関散乱断面積 (time-correlated scattering cross section) と呼ばれるもので⁽⁸⁾、この場合

$$\begin{aligned} \sigma_i(i, s, \tau) &= \sigma(i, s) \langle \exp(j\phi(\tau)) \rangle \\ &= \sigma \exp |j k_s \cdot (V_0 - V_s) \tau - \sigma_{v_f}^2 \tau^2 / 2| \end{aligned} \quad (6-5)$$

$$\sigma_{v_f}^2 = \sigma_{v_w}^2 (k_s \cdot w)^2 + \sigma_{v_t}^2 (k_s \cdot t)^2 + \sigma_{v_z}^2 (k_s \cdot z)^2$$

となる。式中の σ は単位面積あたりのインコヒーレント成分に関する平均散乱断面積で式(2-21)に与えられている。結局反射波のパワースペクトラム $F(\omega)$ は式(6-4)を Wiener-Khinchine の関係式を用いて変換することにより次式となる。

$$\begin{aligned} F(\omega) &= \frac{1}{2\pi} \int_{-\infty}^{\infty} C(\tau) \exp(-j\omega\tau) d\tau \\ &= \frac{1}{8\pi^2} \iint_{\text{全表面}} \sigma \cdot g_s^2 \cdot p_o(i, s, \omega) \tan \theta_s d\theta_s d\phi_s \end{aligned} \quad (6-6)$$

ここで

$$\begin{aligned} p_o(i, s, \omega) &= \int_{-\infty}^{\infty} \exp \left\{ j k_s \cdot (V_0 - V_s) \tau - \frac{1}{2} \sigma_{v_f}^2 \tau^2 - j\omega\tau \right\} d\tau \\ &= \sqrt{2\pi} \sigma_{v_f} \exp \left[-\{\omega - k_s \cdot (V_0 - V_s)\}^2 / 2\sigma_{v_f}^2 \right] \end{aligned} \quad (6-7)$$

式(6-6)のパワースペクトラムは直接波の位相を基準とする反射波のパワースペクトラムであり搬送波を中心周波数(この場合 $\omega = 0$)とする正負の両周波数に対して求められる。これらの各周波数成分間の位相関係は、一般に無関係と考えられるので、実際の計算にあたっては、変動の周波数 f (≥ 0) に対する理論スペクトラムは式(6-6)の $\omega = 2\pi f$ と $\omega = -2\pi f$ の両成分(電力密度)の和で与えられる。

上述のように、ここで定式化したスペクトラムは直接波の位相で正規化した反射波のスペクトラムであり、直接波そのものに変動がある場合には別途これを考慮する必要がある。典型的な例として船舶の航行に伴うドップラーシフトがあり、その大きさ f_d は次式で与えられる。

$$f_d = -V_0 \cdot i / \lambda \quad (\text{Hz}) \quad (6-8)$$

結局、受信信号は搬送波周波数より f_d だけずれ、これを中心に式 (6-6) で与えられるスペクトラムを持つものとなる。なお、受信強度 (E_T) の変動を問題にするような場合には式 (6-8) で与えられるドップラーシフトの影響は見えないことになる。

6. 2. 1. 3 波の動きに関する性質

第3章で海面の統計的性質を述べたが、ここでは式 (6-6) によりスペクトラムを求める場合に具体的な値が必要な V_0 、 V_{1w} 、 V_{1t} 、 V_{1s} に関する考察を行う。

重力波の性質より波の平均速度 V_0 と波の平均周期 T_0 は次式の関係を有する。

$$V_0 = (g / 2\pi) T_0 \quad (g: \text{地上の重力加速度}) \quad (6-9)$$

風によって生起する波、すなわち風浪の平均周期 T_0 は式 (3-3) で与えられる Pierson-Moskowitz のパワースペクトラムより求めることができ、

$$T_0 = 2\pi \left\{ \frac{\int_0^\infty S_w(\Omega) d\Omega}{\int_0^\infty \Omega^2 S_w(\Omega) d\Omega} \right\}^{\frac{1}{2}} = \frac{2\pi W}{9} \left(\frac{1}{\pi b} \right)^{\frac{1}{4}} \quad (6-10)$$

となる。式 (3-4) より、風速 W が波高 H の関数として

$$W = \left(\frac{g^2 b H^2}{4a} \right)^{\frac{1}{4}} = 6.84 \sqrt{H} \quad (6-11)$$

で与えられるので、式 (6-9) は結局

$$V_{r0} = \sqrt{\frac{gH}{2}} \left(\frac{1}{\pi a} \right)^{\frac{1}{4}} = 5.54 \sqrt{H} \quad (6-12)$$

となる。

これらの波は必ずしも同一方向に動くわけではなく、実際には風の向き w を中心に $\pm 90^\circ$ の範囲にはほぼ正規分布することが知られており、この角度分布の rms 値は約 30° である⁽⁹⁾。このため風の向きである w 方向成分の平均速度 V_0 は

$$V_0 = V_{r0} \exp \left\{ - \left(\frac{\pi}{6} \right)^2 / 2 \right\} = 0.87 V_{r0} \quad (6-13)$$

となる。次に動きの不規則成分 V_1 に関して水平面内で等方性を仮定し、かつ z 方向の動きを無視する。さらに V の角度分布の rms 値が 30° 程度になるよう w 、 t 、 z 方向の動きの分散値 σ_{vw}^2 、 σ_{vt}^2 、 σ_{vz}^2 を決めると、それぞれ近似的に

$$\begin{aligned} \sigma_{vt}^2 &= V_{r0}^2 - V_0^2 = 0.24 V_{r0}^2 \\ \sigma_{vw}^2 &= \sigma_{vt}^2, \quad \sigma_{vz}^2 = 0 \end{aligned} \quad (6-14)$$

で与えられる。

6. 2. 1. 4 船舶の動揺による影響

スペクトラムに影響を及ぼすもう一つの重要な要素として船舶の動揺がある。受信アンテナは、船舶の動揺や上下動によって上下左右に揺れ動き、これによって直接波と反射波の位相関係が変わるため信号強度が変動する。次章で述べるようにフェージングの空間相関長が y 軸及び x 軸方向が 10 m のオーダーであるのに対して z 軸方向は数十 cm と極めて短いため、動揺による信号強度に与える影響は z 軸方向の動きに対して顕著であり、水平面の動きに対しては無視できる。そのため、ここでは船体の横揺れ（ローリング）および縦揺れ（ピッチング）の際のアンテナの上下動の影響について調べる。

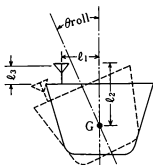
図 6. 2 に示すように、アンテナが船体の重心からずれた位置に設置され、船体が重心を回転中心として基本周波数 F_{roll} （ローリング）、 F_{pitch} （ピッチング）で正弦波的に θ_{roll} 、 θ_{pitch} まで動くものとする。この場合の動揺による z 方向

の変位量 l_3 、 l_6 は

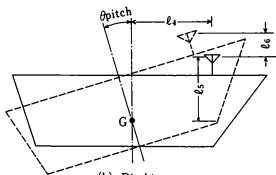
$$l_3 \approx \sqrt{l_1^2 + l_2^2} \theta_{\text{roll}} \sin\left(\tan^{-1} \frac{l_1}{l_2}\right) \quad (6-15a)$$

$$l_6 \approx \sqrt{l_4^2 + l_5^2} \theta_{\text{pitch}} \sin\left(\tan^{-1} \frac{l_4}{l_5}\right) \quad (6-15b)$$

となる。



(a) Rolling



(b) Pitching

図6. 2 船体の動揺によるアンテナの上下動

アンテナのハイトパターン¹の1周期長を l_H とすると、動揺が小さく $2l_3, 2l_6 < l_H$ の場合、スペクトラムに対する影響は、ハイトパターン性のフェージングが主体である〔状態C〕、〔状態M〕では大きい〔状態R〕では小さい。一方 $l_3, l_6 \gg l_H$ となるような大きな上下動のある場合、上下動による直接波に対する反射波の位相まわりが大きくなるので、この動揺の影響がスペクトラムに大きく反映するようになる。この場合の z 軸方向の速度分散を $\sigma_{roll/pitch}^2$ とするとその大きさは近似的に

$$\sigma_{roll/pitch}^2 = \sigma_{roll}^2 + \sigma_{pitch}^2 \quad (6-16)$$

$$\sigma_{roll}^2 = 2\pi^2(\ell_1^2 + \ell_2^2)\theta_{roll}^2 \sin^2 \left\{ \tan^{-1} \frac{\ell_1}{\ell_2} \right\} F_{roll}^2$$

$$\sigma_{pitch}^2 = 2\pi^2(\ell_4^2 + \ell_5^2)\theta_{pitch}^2 \sin^2 \left\{ \tan^{-1} \frac{\ell_4}{\ell_5} \right\} F_{pitch}^2$$

で与えることができる。この $\sigma_{roll/pitch}^2$ を式(6-2)の z 軸成分の項に加えることによって動揺に対する補正を行うことができる。

6. 2. 2 解析結果

6. 2. 2. 1 スペクトラムに寄与するパラメータ

第5章での解析により、アンテナ利得が比較的低い(すなわち利得15 dBi程度かそれ以下の)アンテナでは、インコヒーレント成分が主体となる〔状態R〕において、仰角 $10^\circ \sim 5^\circ$ で5~10 dB程度の深いフェージングの発生が明らかにされている。ここでは、1.5 GHzの円偏波電波に限定し通常フェージングが問題となる仰角 $10^\circ \sim 5^\circ$ のフェージングのパワースペクトラムを求める。

6. 2. 1節で示したように、フェージングのスペクトラムを決めるパラメータとして衛星仰角 θ_0 、波高 H 、波の進行方向 ϕ_w 、船舶の速度 V_s 、船舶の進行方向 ϕ_{sh} 、船舶の動揺 $\sigma_{roll/pitch}$ 、アンテナの利得 G_0 等がある。又このほかに式(6-5)中の平均散乱断面積 σ に含まれるパラメータとして海面の傾度偏差 β_0 がある。これらパラメータのうち、 β_0 、 G_0 に関しては $\beta_0 = 0.04 \sim 0.07$ 、 $G_0 \leq 16$ dBiの範囲で計算スペクトラムの差異が小さいため、以下の計算では、

すべて $\beta_0 = 0.055$ 、 $G_0 = 13 \text{ dBi}$ としている。

又以下に示すパワースペクトラムの電力密度は、すべて相対目盛によって表示し、ピーク又は、 0.1 Hz 成分のいずれかの電力密度を 0 dB として正規化してある。

6. 2. 2. 2 アンテナが静止した状態で受信する場合

まず、海面反射波の変動によるフェージングスペクトラムを求めるため、受信アンテナが静止しているブラットホーム上（例えばオイルリグ、海岸等）に設置されている場合を考える。

図 6. 3 は波高 3 m の場合の仰角とスペクトラムの関係を、図 6. 4 は仰角 10° における波高とスペクトラムの関係を示している〔筆者らの文献(5)では波高として式(3-2)の定義における平均波高 H_0 を採用しているため、そこで提示されている同様の図面は、波高を有義波高で定義する本論文とは波高の値が異なっている〕。同図より他の条件が同じならば仰角が高い程、又波高が高い程スペクトラムの広がりが大きくなること、すなわち変動の速度が速くなることがわかる。

なお、6. 2. 1. 2 節で述べたように本解析は〔状態 R〕に分類される海面状態に適用できるもので〔状態 C〕、〔状態 M〕に相当する海面状態でのスペクトラムは、図 6. 4 の波高特性からは予測し得ない。この状態でのスペクトラムに関しては 6. 2. 2. 4 節で考察する。

図 6. 4 には海岸実験(4. 2. 2 節)によって測定した波高 $70 \sim 80 \text{ cm}$ 、 $1.5 \sim 2.0 \text{ m}$ の場合の実測スペクトラムも合わせて示してある。同図より理論値と実測値は比較的良く一致していることがわかる。

上述の例では、衛星電波の到来方向と波の進行方向が一致する場合を取り扱っているが、両者の角度の相対関係が変わるとスペクトラムも異なるものと考えられる。図 6. 5 は両者の角度が等しい（あるいは 180° 違う）場合と 90° の差がある場合のスペクトラムを示したもので、同図より、この場合スペクトラムの形状は若干異なるもののスペクトラムの -10 dB 幅の比較では、両者にあまり差のないことがわかる。

6. 2. 2. 3 航行する船舶上で受信する場合

6. 2. 1. 4 節で述べたように船舶に搭載されたアンテナで受信する場合には、船舶の航行、動揺によるアンテナの動きの影響がスペクトラムに反映される。ここでは、アンテナの船舶搭載を想定した場合の理論計算値と海洋実験による実測値を

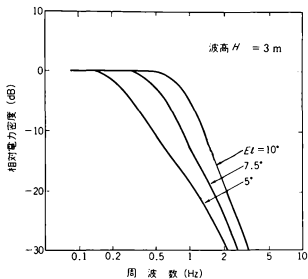


図 6. 3 スペクトラムの仰角特性

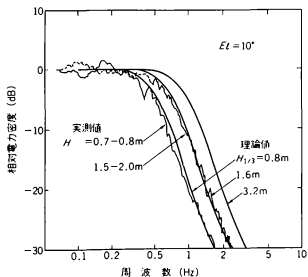


図 6. 4 スペクトラムの波高特性

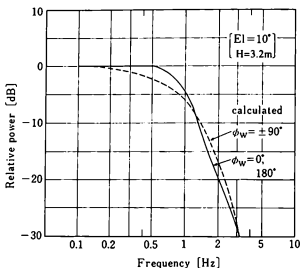


図 6. 5 波の向きとスペクトラムの関係

比較して示す。

船舶の航行に際して船が波を追いかけて進む場合と対向して進む場合では、スペクトラムがかなり異なることは実測によって知られている⁽⁴⁾。図 6. 6 は仰角 8.5° 、波高 1.6 m 、 $\phi_w = 0^\circ$ とした時の ϕ_{sh} とスペクトラムの関係を示している。同図より波と船の航行方向が同じ場合 ($\phi_w = \phi_{sh}$) と、その逆の場合 ($\phi_w - \phi_{sh} = 180^\circ$) ではスペクトラムの幅は前者の方が狭い。この違いは、船の向きと波の方向との相対的な位置関係によって、船から見た波の速度が等価的に変わることに起因するものである。同図には海洋実験 (4. 3. 1 節) によって得られた $\phi_w - \phi_{sh} = 60^\circ$ および 240° に対応する実測値も示している。同図より 2 Hz 以上の高い周波数成分では実測値の方がやや大きめになっているものの、低い周波数成分でのスペクトラムの形状、 -10 dB 幅に関しては理論スペクトラムと良く一致していることがわかる。

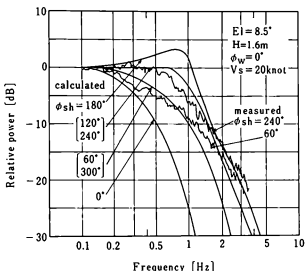


図 6. 6 船舶の進行方向とスペクトラムの関係

以上は、船舶の動揺が無視できる場合を取り扱ったが、大きな動揺が存在する場合には、動揺がない場合に比較してスペクトラムの幅が広がる。図 6. 7 は仰角 6.5° 、波高 3.2 m の場合で動揺がない場合 ($\sigma^2_{roll/pitch} = 0$) とある場合 ($\sigma^2_{roll/pitch} = 0.4, 0.8\text{ m}^2/\text{sec}^2$) のスペクトラムを示している。この $\sigma_{roll/pitch}$ は動揺の大きさ θ_{roll} 、 θ_{pitch} に依存するのみならず、アンテナの取り付け場所にも大きく左右される。図中の実測例の場合ローリングに関して $\theta_{roll} = 5^\circ$ 、 $F_{roll} = 0.15\text{ Hz}$ (平均周期 6.7 秒)、 $l_1 = l_2 = 10\text{ m}$ 、ピッチングに関して $\theta_{pitch} = 2^\circ$ 、 $F_{pitch} = 0.16\text{ Hz}$ (平均周期 6.3 秒)、 $l_4 = l_5 = 10\text{ m}$ 程度で $\sigma^2_{roll/pitch}$ の値は $0.4\text{ m}^2/\text{s}^2$ である。図より実測例は、動揺を考慮することによって良く説明づけることができる。

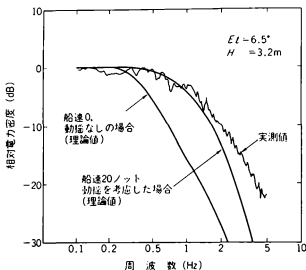
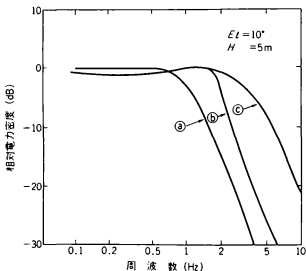


図 6. 7 船舶の動揺を考慮したスペクトラム



- ①：アンテナが静止プラットフォームにある場合
- ②：船舶が波の流れに対抗して20ノットで進む場合
- ③：②の状態で更に大きな動揺が加わった場合

図 6. 8 スペクトラムの広がりが大きい例

6. 2. 2. 4 考察

上述の検討結果より、フェージングスペクトラムの帯域幅は、仰角及び波高が高く、かつ大きな動揺を伴いながら波の進行方向と反対方向に船舶が航行する場合に最も広いものとなる。速い変動の生じる一例として、仰角 10° 、波高5mを考え、㊸アンテナが静止した状態での受信、㊹船舶上にある、船舶が波の進行方向と反対方向に20ノット(10.3m/s)で進む場合、㊺かなり大きな動揺を伴う場合($\sigma^2_{\text{total}/\text{pitch}}=1.0$)のスペクトラムを図6.8に示す。同図よりスペクトラムの-10dB幅に着目すると、アンテナが静止している場合で2Hz以内、船舶の動きを考慮しても3Hz以内であるが、大きな動揺を伴う場合には、5Hzあるいはそれ以上になり得ることがわかる。

逆にスペクトラムの幅が狭くなる(すなわち変動の周期が長くなる)場合は、上述と反対の場合を考えれば良いことになる。ただし非常にゆるやかな周期の変動は、ここで解析を行ったインコヒーレント成分によるフェージングよりもむしろコヒーレント成分が卓越する波高の低い海面状態で、船の上下動に起因するハイトパターンのフェージングが存在する時に見られる。海洋実験の実測例では、仰角 5.5° 、波高30cmの鏡面状態に近い海面上を船がわずかに動揺しながら進んだ際に生じたフェージングの場合で-10dB幅0.3Hzが得られている。以上の解析からスペクトラムの-10dB幅は、仰角 $5^\circ \sim 10^\circ$ では0.3~5Hz程度に広く分布することがわかる。

上述の検討によって【状態R】の海面状態では、フェージングのスペクトラムは、波の速度Vに依存しこの速度が大きい程、すなわち波高が大きくなる程スペクトラムの広がりが大きくなるという結果を得た。

一方コヒーレント成分を含む【状態C】、【状態M】でのフェージングはコヒーレント成分とインコヒーレント成分の変動が相互に影響するのでこの状態での波高とスペクトラムの関係は複雑である。コヒーレント成分の変動が大きい場合には上述のように受信強度の変動は非常に低い周波数成分が主体となる。

アンテナが静止していてコヒーレント成分に変動がない場合には、インコヒーレント成分のみの変動によるフェージングとなり、【状態C】、【状態M】では海の波の動きによる反射波の位相変動は1(ラジアン)より小さいためフェージングの変動周期は海の波の変動周期にはほぼ等しくなる。海の波の変動周期そのものは波高が小さい程短かいので【状態C】、【状態M】でのインコヒーレント成分による変動のスペクトラムは【状態R】とは逆に波高の低下に対してむしろスペクトラムは

広がり、かつ仰角依存性は小さいと予想される⁽⁵⁾。

以上フェージングの周波数スペクトラムに関する理論推定を行ったが、結果は実測値と良く一致しており、本解析は、ほぼ妥当なものと考えられる。ここでは、風浪を想定してスペクトラムを求めたが、うねりの場合にも、うねりの進行方向を本解析における風向に一致させることによってほぼ同様の性質が見い出されるものと考えられる。

6. 3 減衰持続時間特性⁽¹⁰⁾

6. 3. 1 減衰持続時間特性とパワースペクトラム

減衰持続時間 (fade duration) T_D と減衰発生間隔 (fade occurrence interval) T_I を図 6. 9 のように定義する。すなわち、受信強度が与えられた時間率に対するレベル以下になり、再びこのレベルを越えるまでの時間を T_D 、レベル以下になる事象が発生してから次に再びレベル以下となる事象が発生するまでの間隔を T_I とする。図でレベル R_p は累積時間率の p % に対応するレベルである。このため、 T_D 、 T_I は信号強度変化の速さそのものはもちろん、レベル R_p の関数でもある。

信号強度の変動が中央値のまわりに正規分布する性質のものに対しては、中央値をしきい値とする減衰発生間隔の平均値 $\langle T_I \rangle$ は変動のパワースペクトラム $F(f)$ を用いて次式で与えられる⁽¹¹⁾。

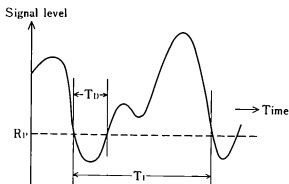
$$\langle T_I(p=50\%) \rangle = \left\{ \frac{\int_0^\infty F(f) df}{\int_0^\infty f^2 F(f) df} \right\}^{\frac{1}{2}} \quad (6-17)$$

さらに、任意の時間率 p % に対応するレベルをしきい値とした平均減衰持続時間 $\langle T_D \rangle$ 、および平均発生間隔 $\langle T_I \rangle$ は以下で与えられる⁽¹¹⁾。

$$\langle T_I(p) \rangle = \langle T_I(50\%) \rangle \exp \{ m(p)^2 / 2 \} \quad (6-18a)$$

$$\langle T_D(p) \rangle = \langle T_I(p) \rangle (1 - p/100) \quad (6-18b)$$

ここで、 m は時間率 p % に対応する強度と、分布の標準偏差値との比で、 p と m には図 6. 10 の対応がある。



R_0 : signal level for a given % of the time

図6. 9 減衰持続時間 (fade duration) T_D と減衰発生間隔 (fade occurrence interval) T_I

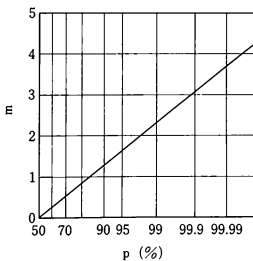


図6. 10 時間率 p と変数 m の関係

海面反射フェージングでは、信号強度の確率分布は、伸上-ライス分布 (I_0 分布) であり、式 (6-17)、(6-18) が適用される正規分布とは若干異なる。しかしながら、50% - 99% 値が 10 dB 程度かそれ以下のフェージングの場合には、分布形状が正規分布に近いので、上記手法によってスペクトラムから $\langle T_0 \rangle$ 、 $\langle T_1 \rangle$ を求めることは可能と考えられる。

6. 3. 2 解析結果

6. 3. 2. 1 平均減衰持続時間と平均発生間隔

海面反射フェージングによる信号強度変動のスペクトラムの広がり、一般に波高が高い程、又仰角が高い程大きなものとなる。このため、仰角が低く、波高が小さい時に発生するフェージング (ケース a) と、仰角が高く、波高が大きいときに発生するフェージング (ケース b) の 2 つの場合の性質を把握しておけば、通常発生するフェージングに対しては、ほぼ両者の中間的な値と見なすことができる。図 6. 11 は衛星からの 1.54 GHz 右旋円偏波を船舶上で 40 cm ショートバックファイアアンテナ (利得約 15 dBi) により受信して測定したデータ (4. 3. 2 節) の中で、上記ケース a、ケース b に対応する信号強度の変動の様子を示したものであり、表 6. 1 はその際の環境状況をまとめたものである。図より、信号強度の変化の性質に対する仰角および波高の依存性が極めて大きいことがわかる。表 6. 1 のケース c は、参考として、波高 5 m の海を船が 20 ノットで大きな動揺を伴いながら、波の向きと反対方向に進む場合を想定したもので、仰角 10° 以下で発生するフェージングの中でもスペクトラムの広がりが非常に広い場合の例である。

図 6. 12 は、ケース a ~ c におけるパワースペクトラムで、a、b は各 20 分間の実測データ (サンプリング間隔 50 msec) を FFT 解析によって、又 c は 6. 2 節で提示した理論モデルによって求めている。図から明らかなように電力密度が、ピーク値から -10 dB となる周波数幅 (-10 dB 幅: f_{-10}) は通常 0.5 Hz ~ 5 Hz 程度の値をとることがわかる。図に示してある f^{-4} の傾きは、スペクトラムの傾斜部が f^{-4} の指数則 (power-law) で良く近似されることを示すもので、この性質は後述 6. 3. 3 節で利用する。

表 6. 2 は、ケース a、b における T_0 と T_1 の平均値とその標準偏差値を時間率 50%、80%、90%、95%、99% の各レベルをしきい値として求めたものをまとめている。又各時間率に対応するしきい値レベルもあわせて示している。表

表 6. 1 検討を行う 3 つのケースの諸元

ケース	衛星仰角	有義波高	船速	動揺
(a)	5°	0.5m	11ノット	1°
(b)	10°	3m	11ノット	5°
(c)	10°	5m	20ノット	30°

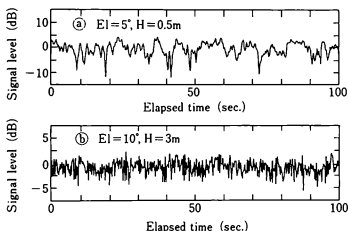


図 6. 1.1 変動の遅い例 (上段: ケース a) と速い例 (下段: ケース b)

に見られるように、変動が遅い場合を代表するケース a の $\langle T_0 \rangle$ と $\langle T_1 \rangle$ は、変動が速い場合のケース b の値に対して 4 ~ 5 倍の大きさである。これは 2 つのスペクトラムの -10 dB 幅の比の逆数 (約 5.0) に近い値となっている。また、表より、 T_0 、 T_1 に関して、その平均値と標準偏差値はほぼ等しい大きさであることがわかる。平均値と標準偏差値が等しくなる性質は、指数分布の性質であるため、海面反射フェージングの場合の T_0 、 T_1 の分布は、かなり指数分布的であることが予想できる。この分布形については次節で詳しく述べる。

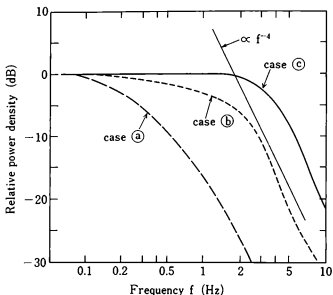


図6. 12 ケース a, b, c におけるフェージングのパワースペクトラム
(a, b: 実測値, c: 理論値)

表6. 2 ケース a と b における T_D , T_I の平均値と標準偏差

劣化時間率 (%)	ケース (a)					ケース (b)				
	フェージング深さ	T_D (sec)		T_I (sec)		フェージング深さ	T_D (sec)		T_I (sec)	
	(dB)	平均	標準偏差	平均	標準偏差	(dB)	平均	標準偏差	平均	標準偏差
50	0	1.29	1.53	2.56	2.16	0	0.26	0.32	0.52	0.47
80	2.5	0.70	0.78	3.54	3.41	1.2	0.16	0.17	0.77	0.83
90	4.0	0.55	0.54	5.61	5.41	2.0	0.13	0.13	1.29	1.61
95	5.6	0.46	0.42	9.34	9.15	2.7	0.11	0.11	2.18	3.13
99	9.3	0.30	0.24	29.0	28.5	4.0	0.078	0.072	7.29	10.8

図6. 13は $\langle T_D \rangle$ と $\langle T_I \rangle$ の実測値 (○: ケース a, ●: ケース b) と、図6. 12のパワースペクトラムから式 (6-17), (6-18) によって、 $\langle T_D \rangle$, $\langle T_I \rangle$ を求めた結果 (破線および点線; 実線はケース c) を比較したものである。図より、パワースペクトルより推定した値は、生データから直接求めた値と比べて、時間率 50% ~ 99% といった広い範囲にわたりかなり良く一致することがわかる。

また最も、変動が速いケース c の場合には、時間率 99% 値に対して $\langle T_D \rangle > 0.053$ 秒、 $\langle T_I \rangle > 5.3$ 秒となり、かなり小さい値である。

実際の海面反射フェージングでは、 $\langle T_D \rangle$ と $\langle T_I \rangle$ は、実線（ケース c）と破線（ケース a）の範囲内で、広く分布するものとなる。

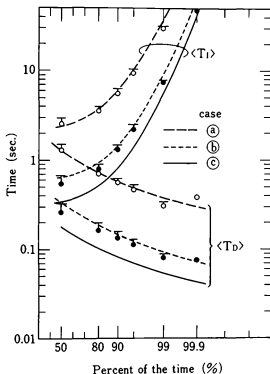


図 6. 13 各時間率に対するレベルをしきい値とするフェージングの平均減衰持続時間 $\langle T_D \rangle$ と平均発生間隔 $\langle T_I \rangle$
 (○、●：実測値、3 種類のカーブ：パワースペクトラムからの推定、—：しきい値に 0、2 dB のヒステリシスを持たせた場合の $\langle T_D \rangle$ と $\langle T_I \rangle$)

なお、受信信号のSN比が悪い場合には、雑音による小さな変動が重畳されて、しきい値付近でチャタリングが起きる場合が生じ、データ解析に注意が必要である。このような場合には、チャタリングによってしきい値を短時間に交差する回数が増えるので、 $\langle T_0 \rangle$ 、 $\langle T_1 \rangle$ は雑音がない場合の真値より小さな値になる。これを避けるために、データ解析に際して、一旦しきい値以下となった場合には、その状態から脱するレベルを微小量上げてしきい値にヒステリシスを持たせる方法が提案されている⁽¹²⁾。この方法に従って、0.2 dBのヒステリシスを持たせ、ケースa、bを解析した結果が、図中に示す○、●印から偏移した横線(一)の値である。図から明らかなように本ケースでは、このような補正による差は小さく、しきい値付近でのチャタリングの影響は免れているとみなし得る。(図で、それぞれの値が少しずつ大きくなっているのは真のしきい値より0.2 dB余分に上昇するのに必要な時間も含まれているので、実質的差は図よりさらに小さい。)

6. 3. 2. 2 減衰持続時間と発生間隔の分布形

表6.2より、 T_0 、 T_1 の双方に対して、それぞれの平均値と標準偏差値がかなり等しい値となっていることから、 T_0 、 T_1 の分布形が指数分布に近いだろうことは、ある程度予想される。

図6.14はケースaの T_0 、 T_1 についてしきい値に対応する各時間率をパラメータとして分布のヒストグラムを示したもので、図には、平均値が実測値の $\langle T_0 \rangle$ 、 $\langle T_1 \rangle$ に等しくなるような指数分布曲線もあわせて示している。また図6.15はケースbに対するものである。ケースa、b共20分間のデータ(サンプリング間隔; ケースa: 0.1秒、ケースb: 0.02秒)を解析しているため、ケースaにおける時間率99%のように若干のデータ不足は見られるものの、いずれの場合も、指数分布にかなり良く一致していることがわかる。このように、 T_0 、 T_1 によらず、また(99%以下の)如何なる時間率にもよらずすべての分布が指数分布となることは興味ある結果である。

一般に、ある事象が生起する時間間隔の分布が指数分布となる過程は、ポアソン過程と呼ばれている。この場合、ある事象が発生するタイミングは、過去の発生履歴に無関係であることを意味しており、例えば、電話のベルがなる(呼出しがある)間隔が良くこの過程を代表するものとして知られている⁽¹³⁾。本解析の結果から、しきい値の上下2つの状態の遷移の時間的な性質に関する限り、海面反射フェージングもまた、1つのポアソン過程であると言うことができる。

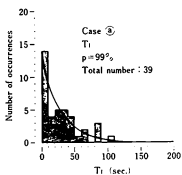
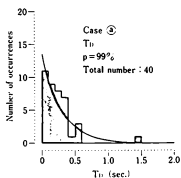
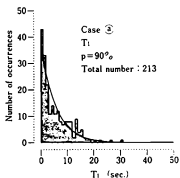
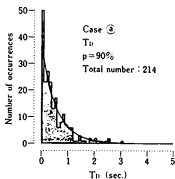
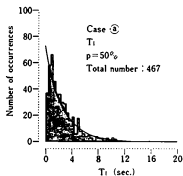
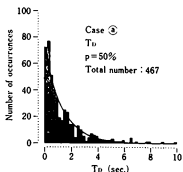


図6. 14 ケース aにおける時間率をパラメータとした T_D と T_I のヒストグラム
 (データ長: 20分間、サンプリング周期: 0.1秒)

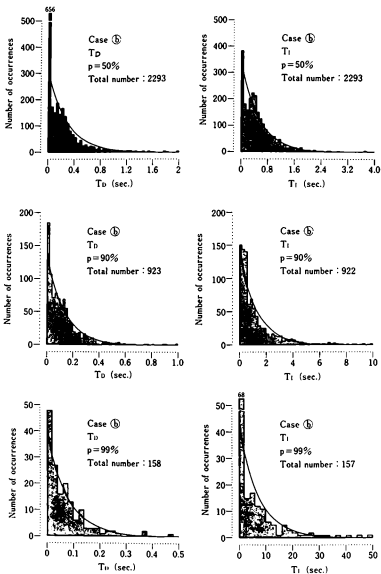


図6. 15 ケースbにおける時間率をパラメータとした T_D と T_I のヒストグラム
(データ長: 20分間、サンプリング周期: 0.02秒)

6. 3. 3 平均持続時間と平均発生間隔の簡易推定法

前節では、フェージングの周波数パワースペクトラムから $\langle T_0 \rangle$ 、 $\langle T_1 \rangle$ が、かなり精度良く推定できることを示した。本節では、式(6-17)の積分を実行することなく、スペクトルの -10 dB 幅(f_{-10})から簡易的に $\langle T_0 \rangle$ 、 $\langle T_1 \rangle$ を推定する方法について考える。

図6. 12が示すように、あるいは6. 2節での解析結果に見られるように、海面反射フェージングのパワースペクトラムの形は、低周波数部がフラットで、かつある周波数以上で指数関数的に減少する、いわゆる power-law型のスペクトラムに近い。この形状は次式で代表できる。

$$F(f) \propto (1 + a f^b)^{-1} \quad (6-19)$$

ここで、 a 、 b はスペクトラムの変曲点、傾斜の大きさを決めるパラメータである。これを式(6-17)に代入し、整理すると $p=50\%$ に対応する $\langle T_1 \rangle$ は

$$\langle T_1(50\%) \rangle = a^{\frac{1}{b}} \left(\frac{\sin \frac{3\pi}{b}}{\sin \frac{\pi}{b}} \right)^{\frac{1}{b}} \quad (6-20)$$

となる。ここで、スペクトラムの -10 dB 幅を f_{-10} 、指数部の傾斜を f^{-4} とすると、 $a = 9 / (f_{-10})^4$ 、 $b = 4$ となるので式(6-20)は簡略化され、

$$\langle T_1(50\%) \rangle = \sqrt{3} / f_{-10} \quad (6-21)$$

となる。上記の表現式は、パワースペクトラムの形状が理想的な矩形($0 < f \leq f_0$ で $F(f) = 1$ ； $f > f_0$ で $F(f) = 0$)の場合に導かれる $\langle T_1 \rangle = \sqrt{3} / f_0$ と形の上では一致している。以上から、パワースペクトラムの -10 dB 帯域幅 f_{-10} が求められれば、式(6-21)、(6-18)と図6. 10によって、任意の時間率値をしきい値とする $\langle T_0 \rangle$ と $\langle T_1 \rangle$ が容易に求められる。

この簡易推定法を3つのケースに適用して $p=50\%$ に対する $\langle T_0 \rangle$ 、 $\langle T_1 \rangle$ を求めるとそれぞれ表6. 3のようになる。表6. 3では比較のためケースa、bについては表6. 2の実測値を、またケースcについては図6. 13に示した実線

表 6. 3 簡易推定法により求めた $\langle T_D \rangle$ 、 $\langle T_I \rangle$

(表中の括弧内の値は、ケース a、b は表 6. 2 に示した実測値、ケース c はパワースペクトラムから式 (6-17) によって求めた値)

p	case (a)		case (b)		case (c)	
	$\langle T_D \rangle$ (sec)	$\langle T_I \rangle$ (sec)	$\langle T_D \rangle$	$\langle T_I \rangle$	$\langle T_D \rangle$	$\langle T_I \rangle$
90(%)	0.71 (0.55)	7.1 (5.6)	0.13 (0.13)	1.3 (1.3)	0.076 (0.080)	0.76 (0.80)
99(%)	0.42 (0.30)	42 (29)	0.085 (0.078)	8.5 (7.3)	0.046 (0.053)	4.6 (5.3)

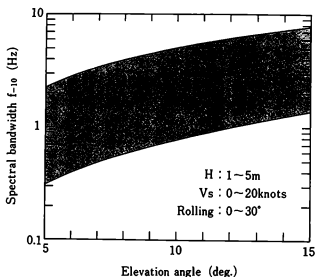


図 6. 16 1. 5 GHz 帯海面反射フェージングのパワースペクトラムの -10 dB 幅 (理論値)

のカーブの値を参考として示している。ケース a のスペクトラムが power-law 型とやや異なっているので、実測値との間に若干誤差が目立つが、ケース b、c では実測値 (c は参考値) にかなり近い値を得ている。

図 6. 16 は通常の海事衛星通信の環境条件下 (波高 1~5 m、船速 0~20 ノット、動揺 0~30°) で発生するフェージングのパワースペクトルの -10 dB 幅 (f_{-10}) を仰角を変数として、6. 2 節で提示した理論モデルより求めたもの

である。各仰角に対する $\langle T_D \rangle$ 、 $\langle T_I \rangle$ を求める場合には、図6. 16を目安として、計算を行えば良いことになる。

航空衛星通信の場合の海面反射フェージングのように、 f が100 Hz近くまで広がるもの⁽¹⁴⁾、⁽¹⁵⁾に対しては、 T_D 、 T_I 共にかかなり小さな値となることが予測できるが、スペクトラム形状が本節で述べたような f^{-4} に従うpower-law型には必ずしもならないので⁽¹⁴⁾、航空衛星通信の場合については、別途の検討が必要となろう。

以上の解析では、インコヒーレント成分によって発生するフェージングか、あるいはケースaのようにコヒーレント成分があっても、その位相が直接波成分の位相と平均値に一定な関係であるような場合を取り扱った。しかしながら、例えば、仰角の低い場合の穏やかな海面状態で見られるような、強いコヒーレント成分があって、かつ、船舶の航行による衛星仰角の変化に伴ってコヒーレント成分と直接波との位相関係が徐々に変化するような場合（ハイトパターン性フェージングが主体：図5. 9参照）では、 T_D 、 T_I は本解析結果とは全く異なったものとなる。そのような場合でも、図9の(a)部あるいは、(b)部の比較的短時間の現象に着目して解析を進める場合には、本稿で述べた方法や結果がそのまま適用できると思われる。

6. 4 むすび

Lバンド電波の海面反射波によるフェージングについてその周波数スペクトラムの理論解析を行い実測値と比較検討した。その結果、

- (1) スペクトラムを決定する要因として衛星仰角、波高、傾度偏差、波の方向、船の速度、船の航行方向、動揺、アンテナ利得等があり、このうち衛星仰角、波高、船の速度、船と波の進行方向の相対関係、船の動揺に対する依存性が強いこと、
- (2) スペクトラムの広がりや傾度は仰角、波高が高い程、又船舶の航行速度が速く、動揺がはげしい程大きくなること、
- (3) 波の進行方向に船が航行する場合は、両者が対向する場合に比べてスペクトラムが狭くなり、その形状も異なること、
- (4) 静止したプラットフォーム上で受信する場合には、仰角 10° 以下でのスペクトラムの広がりや傾度は -10 dB幅で2 Hz以内であること、
- (5) 船舶が動揺を伴いつつ航行する場合には、スペクトラムの -10 dB幅が最大5 Hz程度まで広がり得ること、

- (6) 非常に周期の遅いゆるやかな変動は、穏やかな海面状態において、ハイトパターンフェージングの際に生じ、この場合スペクトラム-10 dB幅で0.3 Hz程度であること、
- (7) 本論文の理論モデルによって、実測スペクトラムを良く説明付け得ること、

が明らかとなった。

また、海面反射フェージングの時間的性質の1つである減衰持続時間特性について、1.5 GHz帯電波による実験データをベースとした解析を行った。結果を要約すると以下のとおりである。

- (8) 減衰持続時間 T_0 と減衰発生間隔 T_1 のそれぞれの平均値 $\langle T_0 \rangle$ 、 $\langle T_1 \rangle$ は、フェージングのパワースペクトルから十分な精度で求められる。
- (9) 時間率99%をしきい値とした $\langle T_0 \rangle$ 、 $\langle T_1 \rangle$ は、仰角 $5^\circ \sim 10^\circ$ でのフェージングに対して、 $\langle T_0 \rangle$ で0.05~0.4秒、 $\langle T_1 \rangle$ で5~40秒程度である。
- (10) T_0 、 T_1 の分布形は任意の時間率（ただし99%以下の）に対して、すべて指数分布形で近似できる。すなわち、その確率過程はポアソン過程とみなすことができる。
- (11) パワースペクトラムから $\langle T_0 \rangle$ 、 $\langle T_1 \rangle$ を推定する場合、厳密な積分によらなくても、スペクトラムの-10 dB幅を用いて容易に推定できる。

ここで求めたフェージングの時間的変動に関する諸特性は、デジタル通信における通信方式、符号誤りパターン等の検討の際の裏付けを与えるものである。

なお、本文中では若干の考察にとどめた【状態C】、【状態M】でのフェージングのスペクトラムおよび実測値が不足している波高3m以上の海面状態でのスペクトラムに関しては、さらに多くの実測データの取得等を通じて明らかにして行く必要がある。

第6章の参考文献

- (1) CCIR: Signal level variation due to multipath effects and blockage by ship's superstructure in maritime mobile-satellite service links, Report 763-2 (SG-8), ITU, (1986)
- (2) 小園、吉川、細矢: 船舶衛星回線における海面反射特性、信学論 (B)、J65-B, 6, pp.761-768, (1982)
- (3) Fang, D.J., Tseng, F. and Calbit, T.O.: A low elevation angle propagation measurement of 1.5GHz satellite signals in the Gulf of Mexico, IEEE Trans. Antennas Propagation, vol. AP-30, 1, pp.10-15, (1982)
- (4) 吉川、小園、細矢: 海上移動衛星通信における受信電力スペクトラム、昭55信学光・電波全大, 31, (1980)
- (5) 唐沢、塩川: 海面反射フェージングの周波数スペクトラム、信学論 (B)、J67-B, 2, pp. 171-178, (1984)
- (6) 唐沢、塩川: 海事衛星通信における海面反射フェージングの相関特性、国際通信の研究, no. 126, pp.49-56, (1985)
- (7) 岩井、安永、唐沢: 移動体衛星通信における海面反射フェージングのシミュレーションアルゴリズム、信学技報, A.P90-21, pp.15-22, (1990)
- (8) Ishimaru, A.: Wave propagation and scattering in random media, Academic Press, (1978)
- (9) 光易: 海の波 -特性と推算-, イルカブックス、海洋出版 (株)、(1977)
- (10) Karasawa, Y. and Shikawa, T.: Fade duration statistics of L-band multipath fading due to sea surface reflection, IEEE Trans. Antennas Propagation, vol. AP-35, 8, pp.956-961, (1987)
- (11) Papoulis, A.: Probability, random variables and stochastic processes, sec. 14-4, McGrawhill, New York, (1965)
- (12) Arnold, H.W., Cox, D.C. and Hoffman, H.H.: Fade duration and interfade interval statistics measured on a 19-GHz earth-space path, IEEE trans. Comm., vol. COM-30, 1, (1982)
- (13) Lindley, D.V.: Introduction to probability and statistics from a bayesian viewpoint, Cambridge Univ. Press, England, (1985)
- (14) 安永、唐沢、松戸、塩川: 航空衛星通信における海面反射フェージング特性、信学論 (B II), vol. J72-B-II, 7, pp.297-303, (1989)
- (15) Karasawa, Y., Yasunaga, M., Shikawa, T. and Yamada, M.: Propagation characteristics for aeronautical mobile-satellite systems, 13th AIAA Int. Comm. Sat. Sys. Conf., no. 90-0897, pp.575-582, Los Angeles, (1990)

第7章 空間及び周波数相関特性

7. 1 まえがき

フェージングを軽減する方式の一つとしてダイバーシチ技術の適用がある。例えば、複数アンテナを異なる位置に配して、受信強度が強いアンテナからの出力を選択して信号劣化を小さくする方法はスペースダイバーシチ、又、異なる周波数に同一情報をのせ、これを伝送し、受信側で信号劣化が小さい方の周波数を選択して受信する方法は周波数ダイバーシチと呼ばれている。このようなダイバーシチ技術の適用を検討する際には、フェージングの空間及び周波数に関する相関特性の把握が必要となる。

さらに、周波数相関特性は、反射波の伝搬遅延が問題となる周波数選択性フェージングの伝送路モデルを検討する際に重要な役割を果たす。又、受信信号の変動情報から、これと周波数の異なる送信信号の変動を予測することへの知見を与えるため、オープンループによる送信電力制御法の検討にも有用な情報を有している。

第2章において理論的取扱いの基礎的な部分を述べたので、ここでは、具体的に空間及び周波数相関特性を求めるための定式化とその数値解析結果を示す。また、この結果に基づく各種ダイバーシチ方式の適用性、フェージングの伝送路モデル的取り扱いについても言及する。

7. 2 空間相関特性⁽¹⁾

7. 2. 1 理論モデル

図7. 1で基準となるアンテナの位置ベクトルを r とし、 r と微少量 Δr だけ離れた $r + \Delta r$ の間での直接波で正規化された反射波(\hat{E}_R)のパラメータ r に対する相関係数 $\rho_r(\Delta r)$ を式(2-30)で与えられる複素量の実数部で定義する(相関係数の添字 r は実数部を意味するものであることに注意)。

一般に、インコヒーレント成分が主体となるフェージングでは、ある位置 r_0 と Δr だけ離れた $r_0 + \Delta r$ の2地点でのフェージングの相関は2地点間の距離 Δr が大きくなるに従って小さくなるが、それには大別して3つの要因が挙げられる。すなわち、i) 直接波と反射波の相対位相が変わること、ii) 種々の方向から反射

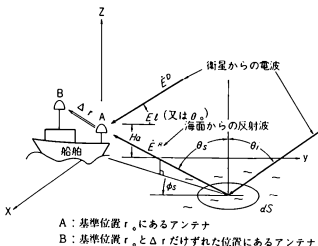


図 7. 1 海面からの反射波とその座標系

波が到来しているため反射波相互の位相関係が変わること、iii) 距離が大きくなるに従ってフェージングに寄与する反射波の到来領域そのものが異なるようになること、である。i) に関しては z 軸の相関特性に強く影響し、例えばアンテナを z 軸にそって上げて行くと直接波の位相が進み反射波の位相が遅れるので位相関係の変化が大きく、 z 軸方向の相関長が x 、 y 軸方向に比べて短いことは容易に推定できる。ii) に関しては、相関長は反射波の到来方向の広がり依存し、この角度的広がりが大きいほど相関長は小さくなる。iii) に関しては、例えば x 軸方向に十分大きな距離を取れば、2 点では全く別の海面を見ることになるので、i)、ii) の理由とは別にインコヒーレント成分に関する相関関数 $\rho_{1,1}$ は 0 になる。第 5 章での解析結果からも明らかなように、低仰角におけるフェージングでは、インコヒーレント成分の大部分は十分遠方にある広い領域から到来するので、要因 iii) の影響が現れる距離は、i) 及び ii) の影響が現れる距離に比較して十分長い。そのため、ここでは、比較的短い距離の相関特性に対して支配的な要因である上記 i) と ii) のみを考慮する。

コヒーレント成分の相関関数 $\rho_{r,c}$ はすでに式 (2-32b) に与えられているが、これを書き改めると次式となる。

$$\rho_{r,c}(\Delta r) = \cos |k_s(\theta_i, \theta_r, 0) \cdot \Delta r| \quad (7.1)$$

ここで $k_s(\theta_i, \theta_r, \phi_s) = k \cdot (i-s)$

上式において k は電波の自由空間での波数、 i, s は入射波および反射波の到来方向を表す単位ベクトルである。ベクトル Δr の向きを z 軸方向に取った場合には式 (7.1) はアンテナハイトパターンとピッチ間隔が一致する。

インコヒーレント成分の相関関数 $\rho_{r,i}$ は式 (2-34) で求められる。式中の σ_r はインコヒーレント成分に関する海面の単位面積あたりの相関散乱断面積 (Space-correlated scattering cross section) で式 (2-33) より、

$$\sigma_r = \sigma \exp [-j k_s(\theta_i, \theta_s, \phi_s) \cdot \Delta r] \quad (7.2)$$

で与えられるものである。

7. 2. 2 解析結果

ここでは、インマルサットシステムによる海事衛星通信への適用を念頭に置いているため、周波数は 1.5 GHz (右旋円偏波)、受信アンテナは小型船舶に搭載可能な低 G/T システムを想定し、アンテナ利得 $G_0: 16 \text{ dBi}$ 以下を、また運用に際してフェージングが問題となる仰角 $5^\circ \sim 10^\circ$ を検討の対象とする。既に示したように、波高が仰角 10° で 70 cm、仰角 5° で 1.4 m 以上では u の値が 2 以上となり、海面反射は理論上インコヒーレント成分のみとなる (【状態 R】)。ここでは、この状態におけるインコヒーレント成分の相関特性と、波高が低いときに卓越するコヒーレント成分の相関特性について、それぞれ計算結果を示す。

図 7.1 の座標系において、コヒーレント成分に関する x, y 軸方向の相関係数は、式 (7.1) から両軸方向の変位に対して直接波と反射波の位相関係が変化しないため、共に 1 のまま変化しないのは自明である。一方、 z 軸方向に対しては $\rho_{r,c}(\Delta z) = \cos(2kz \cos \theta_i)$ となり、 z に対して正弦的な変化がある。 z 軸相関係数が最初に負の値になる距離は仰角 5° と 10° に対して、それぞれ 57

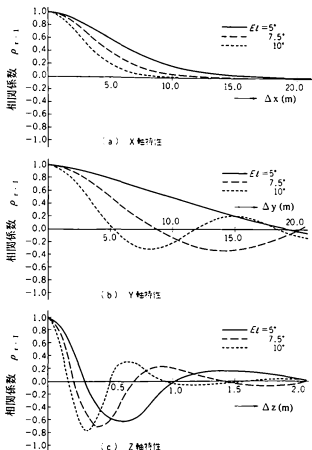


図 7. 2 インコヒーレント成分の空間相関特性

cm、2.9 cmである。既に述べたように、この正弦変動の1波長(仰角 5° で1.15 m)はアンテナのハイトパターンのピッチに対応している。

図7.2はインコヒーレント成分が主体となる海面状態における同成分の空間相関係数で、(a)～(c)はそれぞれx、y、z軸方向の変位に対するものである。同図においてz軸相関特性にハイトパターン性の変動が比較的強く見られるのは、7.2節で述べた要因(i)の影響が、要因(ii)の影響に比較して強く働いていることによるもので、インコヒーレント成分といえども、その到来領域の広がり角度的にあまり大きくないことを意味している。また、5.3節で述べたようにインコヒーレント成分が主体となる荒れた海面状態での反射波の主な到来領域が海面の正規反射点より、やや遠方(即ち水平線方向)にずれていることから、y軸相関特性に対しても、要因(i)の影響による長いピッチの周期変動がわずかに重畳している。一方、x軸相関特性は専ら要因(ii)によるため、正規分布形の相関特性となっている。

相関長を相関が最初に $1/e$ ($=0.37$)となる距離で定義すると、インコヒーレント成分に対する相関長は、x、y、z軸方向に対して仰角 5° でそれぞれ7.5 m、1.4 m、0.2 m、仰角 10° で4 m、3.6 m、0.1 m程度となり、7.2節で述べたとおり、z軸方向に対して相関長が極めて短くなっている。更に、各軸方向に対して十分に無相関 ($|\rho_i| < 0.2$)として取り扱える長さは、それぞれ10 m (x軸)、18 m (y軸)、1 m (z軸)以上となっている。

Lバンド電波の空間相関特性を測定した例として、仰角 9° でz軸方向に60 cm離れた場合の報告がある⁽²⁾。それによると波高1～1.5 m、すなわちインコヒーレント成分が主体となる状態で相関係数0.3が得られており、図7.2(c)の $\theta_0 = 10^\circ$ 、 $z = 60$ cmの値と良く一致している。

7.2.3 考 察

低仰角における波高が1 m以下の海面状態では、コヒーレント成分とインコヒーレント成分が混在するので、現象は複雑になる。しかしながらこの程度の波高領域では、コヒーレント成分とインコヒーレント成分の両エネルギーの和は、ほぼ一定とみなすことができ(5.3節)、その場合式(2-31)は近似的に次式のように表すことができる。

$$\rho_r(\Delta r, u) = \eta_c^2(u) \{ \rho_{r,c}(\Delta r) - \rho_{r,l}(\Delta r) \} + \rho_{r,l}(\Delta r) \quad (7-3)$$

ここで、 η_c は式(2-13)で与えられている。上式より、両成分が混在する海面状態での相関係数を求めることができる。図7.3は式(7-3)による計算結果の一例で、アンテナ高をz軸方向に40cmの差をつけて配置した場合の相関係数の波高特性を仰角 5° 、 7.5° 、 10° について示したものである。いずれの場合も、両成分が混在する状態での相関係数 ρ_r は $\rho_{r,c}$ と $\rho_{r,l}$ の中間的な値となることがわかる。

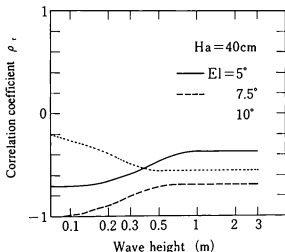


図7.3 フェージングの空間相関係数の波高特性

次に、空間相関の解析結果に基づき、空間ダイバーシチ方式に関する若干の検討を行う。空間ダイバーシチでは、二つのアンテナをフェージングによる受信レベル変動が空間的に相関が小さい、あるいは負の相関を有する地点に配置できれば良好なフェージング軽減効果を得ることが期待できる。7. 2. 2節で示した結果を見るとアンテナを近接して配置する場合には、z軸方向（上下方向）に並べるとよいことがわかる。一例としてz軸方向に40cm程度は離すと仰角 $5^{\circ} \sim 10^{\circ}$ のすべての海面状態に対してコヒーレント、インコヒーレント両成分とも負の相関が得られることから、この程度の間隔が望ましいことが分かる。またインコヒーレント成分に着目すれば、z軸方向に対して1m、水平方向（x-y面上）に対して20m以上の距離をとれば、お互いに無相関な二つの信号を得ることができ、この場合にもダイバーシチ効果が期待できる。

7. 3 周波数相関特性^{(1), (2)}

7. 3. 1 理論モデル

まず周波数領域でのフェージングの相関特性を求めるための理論モデルについて述べる。海面の反射係数そのものの周波数依存性は小さく、ここで考えているバンド内の1周波数を中心とする ± 100 MHz程度の範囲では水平及び垂直偏波に対するそれぞれの反射係数の周波数による違いは無視できる。また、アンテナ主ビーム内での放射パターン及び位相特性も上記周波数帯では、ほぼ同一と見なし得るため、周波数の違いによるフェージングパターンの違いは、専ら直接波と反射波の通路長差に起因する位相関係のずれによって生じるものとなる。この場合には7. 2節で行った空間相関と同様の議論により、周波数相関特性を求めることができる。

$z=0$ 面上にある任意の反射点 (θ_s, ϕ_s) で反射されて到来する反射波と直接波との間の通路長差 ΔL は

$$\Delta L(\theta_i, \theta_s, \phi_s) = H_a |\sec \theta_s + \sec \theta_i - \sin \theta_i (\tan \theta_i + \tan \theta_s \cos \phi_s)| \quad (7-4)$$

となる。ここで H_a はアンテナの平均水面（ $z=0$ ）からの高さである。

コヒーレント成分は、海面上の第一フレネル領域の中心にある鏡面反射点からの反射波と見なし得るため、周波数差が Δf である2つの電波についてみた場合の直接波と反射波の位相関係は、 $2\pi \Delta f \Delta L(\theta_i, \theta_i, 0)/c$ （ c ：光速）だけ異なる。

このためコヒーレント成分の周波数領域における相関関数 $\rho_{r,c}(\Delta f)$ は、式 (2-32c) の再掲であるが、

$$\rho_{r,c}(\Delta f) = \cos\left(\frac{4\pi H_a \Delta f}{c} \cos\theta_i\right) \quad (7-5)$$

となる。

次に、インコヒーレント成分の周波数相関を考える。空間相関の場合と同様の議論により、基準周波数 f から Δf だけ離れた f と $f + \Delta f$ の2つの電波についてみた直接波と反射波の間の位相差の変化量 $\Delta\psi$ を、海面の一部 dS からの反射波に着目して考えると、 $\Delta\psi$ は次式で近似される。

$$\Delta\psi \simeq \frac{2\pi}{c} \Delta f \Delta L(\theta_i, \theta_s, \phi_s) \frac{H_a - h}{H_a} \quad (7-6)$$

式中の h はインコヒーレント成分の発生の源となる波の上に局所的に発生する小さな鏡面反射点の平均水面からの高さを表わし、ここでは、海面高の分布と同じrms値 h_0 を有し正規分布するものと仮定する。この場合の (θ_s, ϕ_s) 方向の単位面積あたりのインコヒーレント成分に関する相関散乱断面積 (frequency-correlated scattering cross section) σ_s は、

$$\begin{aligned} \sigma_s(\theta_i, \theta_s, \phi_s, \Delta f, h_0) \\ = \sigma \exp\left\{j \frac{2\pi}{c} \Delta f \Delta L(\theta_i, \theta_s, \phi_s)\right\} \delta(\theta_i, \theta_s, \Delta f, h_0) \end{aligned} \quad (7-7)$$

で与えられる。ここで δ は局所的鏡面反射点が $z = 0$ の平均水上面でなく、 z 方向に確率的に分布して存在することに起因する補正係数で次式で与えられる。

$$\begin{aligned} \delta(\theta_i, \theta_s, \Delta f, h_0) \\ = \exp\left[-\frac{1}{2} \left\{\frac{2\pi}{c} (\cos\theta_i + \cos\theta_s) h_0 \Delta f\right\}^2\right] \end{aligned} \quad (7-8)$$

7. 3. 2 解析結果

7. 3. 2. 1 実数としての相関特性⁽¹⁾

図7. 4は仰角 5° におけるアンテナ高をパラメータとした周波数相関係数で (a) はコヒーレント成分を、(b) はインコヒーレント成分を示している。図7. 5は仰角 10° の場合である。これらの図からインコヒーレント成分の相関特性もかなりはっきりした周期性が見られること、相関係数が最初に $1/e$ になる周波数(相関周波数)はコヒーレント成分に比較してインコヒーレント成分の方がやや小さいこと、相関係数はアンテナ高に対する依存性が強いことが分かる。一例としてアンテナ高15mの場合では、相関周波数は仰角 5° でコヒーレント成分に対して

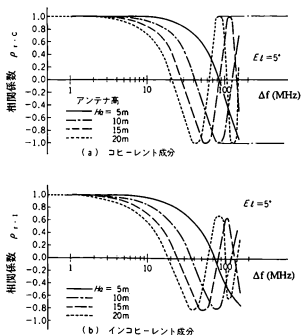


図7. 4 仰角 5° での周波数相関係数

22 MHz、インコヒーレント成分に対して18 MHz、また仰角 10° でコヒーレント成分に対して11 MHz、インコヒーレント成分に対して9.2 MHzとなっている。

なお、周波数差20 MHz以上では、相関係数のアンテナ高依存性が非常に顕著になり、例えば100 MHz付近を見ると、アンテナの1 m程度の上下動でも相関が大きく変わっており、海事衛星通信の船舶地球局のように、常に船舶の上下動が伴うようなフェージングについては、実際上無相関とみなすことができる。

以下周波数相関特性の解析結果について考察する。図7. 6は、コヒーレント成分およびインコヒーレント成分の相関周波数をアンテナ高に対して示したもので、インマルサットシステムにおける通信波1波の帯域幅(約30 kHz)、受信(ま

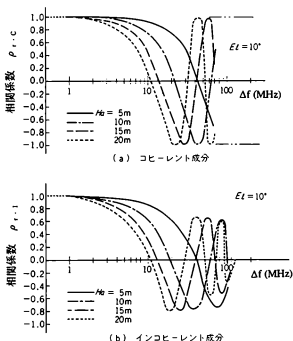


図7. 5 仰角 10° での周波数相関係数

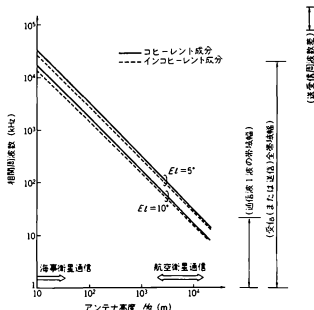


図7. 6 相関係数のアンテナ高依存性

たは送信) 総合帯域幅 (15 MHz)、および、送受の周波数間隔 (100 MHz) も併せて示している。図から海事衛星通信 ($H_s: 5 \sim 30$ m) の場合、受信帯域全域にわたってフェージングの相関が比較的強い (いわゆるフラットフェージングである) ことがわかる。これは周波数ダイバーシチを行っても、フェージングの軽減があまり期待できないことを意味する。

一方、航空機・衛星間通信の場合には直接波と反射波の通路長差が大きくなるので、通信波1波に相当する帯域内でも相関の劣化が大きくなり、周波数選択性フェージングとなる可能性が生じている。

最後に、各種フェージング軽減方式の送信側 (上り回線) に対するフェージング軽減について考察する。電波伝搬の可逆性の原理から下り回線に発生するフェージングと統計的にはほぼ同じ大きさのフェージングが上り回線に対しても発生すると考えられるが、上述の議論により、100 MHz 程度離れた二つの電波に対する信号強度の変動の瞬時値は無相関である。このため、受信信号強度のリアルタイムの情

報を基に、アンテナ特性（放射パターン、偏波特性等）をアダプティブに制御することによってフェージングを軽減する方法では、送信に対しては、フェージング軽減が図れないことが分かる。一方、アンテナ特性を、反射波を受けにくいように、あらかじめ整形して受信する方法では、100MHz程度の周波数差に対してほぼ等しいアンテナ特性、海面の反射特性が得られるので、送信電波に対しても受信電波と同じような効果が期待できる。今までに報告されている各種フェージング軽減方式^{(2)・(4)・(5)}は、上記いずれかのタイプに分類でき、かつそれぞれ固有の特徴を有している。そのような場合、フェージング軽減方式の選択には、その通信が送信電波に対してもフェージング軽減を必要とするか否かが重点となろう。

7. 3. 2. 2 複素数としての相関特性⁽²⁾

7. 3. 2. 2. 1 複素周波数相関の物理的意味

式(2-30)の定義からわかるように、ここで求められる相関係数はもともと複素数であるが、受信強度の変動の相関的性質が相関係数の実数部を求めることで明らかになるため、7. 3. 2. 1節では、実数としての相関係数を論じてきた。ここでは、複素数としての周波数相関（以下、複素周波数相関と呼ぶ）について述べる。この、相関係数 $\dot{\rho}$ を式(2-30)で定義し以下のように表記する。

$$\begin{aligned}\dot{\rho}(\Delta f) &= \rho(\Delta f) \exp[j\phi(\Delta f)] \\ &= \rho_r(\Delta f) + j\rho_i(\Delta f)\end{aligned}\quad (7-9)$$

なお、コヒーレント成分及びインコヒーレント成分を区別して論じる際には式(7-9)中の表記($\dot{\rho}$ 、 ρ 、 ρ_r 、 ρ_i 、 ρ_ϕ)は前者に対して $\dot{\rho}_c$ 、 ρ_c 、 $\rho_{r,c}$ 、 $\rho_{i,c}$ 、 $\rho_{\phi,c}$ 、後者に対して $\dot{\rho}_i$ 、 ρ_i 、 $\rho_{r,i}$ 、 $\rho_{i,i}$ 、 $\rho_{\phi,i}$ とする。

コヒーレント成分に対しては式(7-5)を複素数に拡張した次式

$$\dot{\rho}_c = \exp\left(j\frac{4\pi H_a \Delta f}{c} \cos\theta_i\right) \quad (7-10)$$

より、 Δf の増加に対して ϕ のみが比例して増加するため、複素面での $\dot{\rho}_c$ の軌跡は $\rho_c = 1$ を保った原点中心の円を描く。

一方、インコヒーレント成分 $\dot{\rho}_i$ に対しては、アンテナ高、仰角等のパラメータの値により、様々の軌跡を有するものとなるが、一般的には、 Δf の増加に対し ϕ

が増加しつつ ρ_1 が減少する軌跡をとるものと予想される。(この予想の正しさは、後述の理論解析結果(図7. 8 および図7. 9)で示される)

この物理的意味は図7-7のベクトル図(実際は複素面であるが、ベクトルの表示するのでベクトル図と呼ぶ)により説明づけられる。図7. 7は、ある時刻 t における直接波 (\dot{E}_D : 自らの位相で正規化してあるので値は1)、海面反射波 (\dot{E}_R)、およびこれら2成分の合成信号 (\dot{E}_T) を複素面にベクトルの示したものである。式(2-30)で求められる複素周波数相関は周波数 f における反射波 (\overline{DA}) と周波数 $f + \Delta f$ における反射波 (\overline{DB}) との相関である。

図7. 7で、周波数 f における受信強度 $OA (= |\dot{E}_T(f, t)|)$ は時刻 t の変化と共に変化するが、これと同様に、周波数 $f + \Delta f$ における受信強度 $OB (= |\dot{E}_T(f + \Delta f, t)|)$ も時々刻々変化する。付録2. 3に示したとおり、式(7-9)の ρ_r は直接波が反射波に比べて十分大きい(すなわち $OD \gg DA$) の条件のもとで二つの周波数に対する受信強度 (OA と OB) の相互相関を近似したものとなっている。

今、反射波ベクトル \overline{DA} を強度一定のまま式(7-9)中の位相差 ϕ だけ時計回り (ϕ が負の値ではその逆) に回転させた新たなベクトル \overline{DC} を考える。A点は時

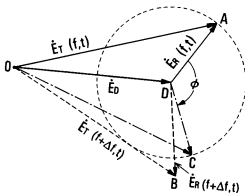


図7. 7 海面反射波のベクトルの表示

々刻々と変化するが $DA = DC$ 、角度差一定 (ϕ) を保ったまま、C 点も A 点の動きに従従するものとする。この場合、式 (7-9) の定義により \overline{DB} と \overline{DC} の相関は実数となり、その値は式 (7-9) における ρ ($= |\dot{\rho}|$) となる。結局この式 (7-9) の ρ は二つの信号が有している情報を最大限利用した場合に得られる相関すなわち、「究極の相関」と理解することができる。

7. 3. 2. 2. 2 複素周波数相関特性

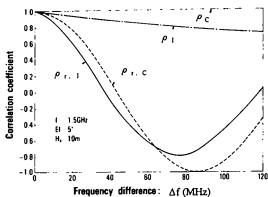
図 7. 8 は仰角 5° および 10° における周波数相関特性の計算例であり、 ρ_c (値 1 のまま変化せず) $\rho_{r,c}$ (点線)、 ρ_1 (1 点鎖線)、 $\rho_{r,1}$ (実線) を示している。図より複素相関の絶対値、 ρ_c 、 ρ_1 については、その実数値である $\rho_{r,c}$ 、 $\rho_{r,1}$ の周波数に対する変化に比較して極めて緩やかで、かなり離れた周波数 (例えば 100MHz 程度) に対しても比較的高い相関を有していることが分かる。

図 7. 9 は、図 7. 8 の場合と同じ条件における位相差 ϕ_c 、 ϕ_1 を示している。図より、 ϕ_1 の方が ϕ_c に比較して周波数に対する変化が若干大きくなっているが、これは図 7. 8 の結果 ($\rho_{r,1}$ の方が $\rho_{r,c}$ に比較して少し低い周波数で相関劣化が始まる) からも当然予測されるものである。

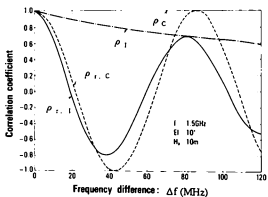
式 (7-10) およびその計算結果である図 7. 8 より明らかなように、相関特性はアンテナ高 (H_a) と仰角 (θ_0) に対して極めて敏感であり、相関周波数 (相関係数が最初に $1/e$ ($= 0.37$) になる周波数で定義) は、両パラメータ値の増加と共に逆比例して小さくなる。更に、 $\rho_{r,c}$ 、 $\rho_{r,1}$ 、 ρ_1 の関係を調べるために、図 7. 8 を得たと同様の計算を仰角 $5^\circ \sim 10^\circ$ 、アンテナ高 $5 \sim 20\text{m}$ について行った。その結果、以下の一般的性質を得た。

- (i) $\rho_{r,c}$ 、 $\rho_{r,1}$ に関する相関周波数を各々 $f_{r,c}$ 、 $f_{r,1}$ とすると、 $f_{r,c}/f_{r,1}$ の値は $1.15 \sim 1.20$ 程度となり、仰角およびアンテナ高依存性は小さい。
- (ii) ρ_1 は Δf の増加と共に単調に減少する。また $\rho_{r,1}$ が極値となる周波数では $|\rho_{r,1}| = \rho_1$ となる。
- (iii) $\rho_{r,1}$ が最初の正の極値となる周波数での ρ_1 は精度 5% 内で値 0.7 となる。

上記 (i) ~ (iii) の性質は次節において、フェージングを伝送路モデル的に取り扱う際利用する。



(a) 仰角 5°



(b) 仰角 10°

図 7. 8 複素周波数相関特性の計算例

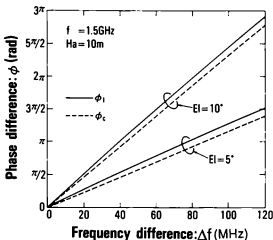


図 7. 9 複素周波数相関の位相特性

7. 3. 3 反射波遅延特性と伝送路モデル

海面反射フェージングによる信号の振舞いを伝送路モデルとして取り扱うことはフェージング環境下での信号伝送特性をシミュレーションによって評価するような際に重要となる。

海面反射フェージングを伝送路モデルとして正確に表現するためには、(a) 反射波の振幅（および位相）変動の大きさに関する統計的性質、(b) 時間軸上での相関的性質（自己相関特性又は周波数パワースペクトラム）、および (c) 周波数軸上での相関的性質の把握が必要条件である。(a) については第 5 章で、また (b) については第 6 章でそれぞれ解析を行っているので、ここでは、(c) の周波数相関を考慮した伝送路のモデル化を行う。

海面反射フェージングの一般的な伝送路モデルは図 7. 10 に示す構成となろう。図 7. 10 で $\dot{\gamma}_c$ はコヒーレント成分の振幅・位相変動を、 $\dot{\gamma}_i$ は海面上の任意の領域 i （この領域は、他の領域からの反射波に対しては無相関となる程度には大きく

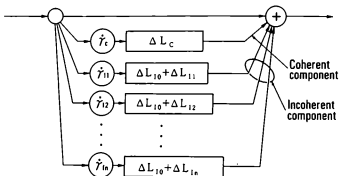


図 7. 10 海面反射フェージングの伝送路モデル

かつ巨視的立場からは十分小さいとみなし得る程度のもの：いわゆる巨視的微小領域）から発生するインコヒーレント成分の振幅・位相変動を表す。このとき、コヒーレント、インコヒーレント両成分の平均電力 P_c 、 P_i とは

$$P_c = \dot{\gamma}_c \dot{\gamma}_c^* \quad (7-11a)$$

$$P_i = \sum_{i=1}^n \langle \dot{\gamma}_{1i} \dot{\gamma}_{1i}^* \rangle \quad (7-11b)$$

の関係を有する。

また、直接波と反射波との通路長差 ΔL (ΔL_c 、 ΔL_{10} 、 ΔL_{1i} 等) と遅延量 τ とは $\tau = \Delta L / c$ (c : 光速) の関係があるので、図 7. 10 の通路長差 ΔL は遅延量 τ に読み換えることができる。図 7. 10 のインコヒーレント成分に関する伝送路の周波数相関 $\dot{\rho}_i$ は

$$\rho_{11}(\Delta f) = \frac{\exp\left(j \frac{2\pi\Delta f \Delta L_{10}}{c}\right) \sum_{i=1}^n \left\{ \langle \dot{\gamma}_{11} \dot{\gamma}_{11}^* \rangle \exp\left(j \frac{2\pi\Delta f \Delta L_{11}}{c}\right) \right\}}{\sum_{i=1}^n \langle \gamma_{11} \gamma_{11}^* \rangle} \quad (7-12)$$

となる（導出は付録 7. 1 参照）。

$\dot{\gamma}_c$ と $\dot{\gamma}_1$ の時系列変動が上記 (a) の振幅・位相特性及び (b) の自己相関特性（またはスペクトル）を満たし、かつ図 7. 10 の伝送路モデルが (c) の周波数相関特性を満たすならば、海面反射フェージングによる信号変動のふるまいは図 7. 10 のモデルによって正しく表現されたことになる。しかし実用的な取扱いに際しては、着目する周波数帯域幅 B と相関帯域幅 ($f_{r,c}$, $f_{r,1}$) の関係により、簡略化されたモデルで十分となる場合が多い。以下、いくつかのケースについて、簡略化された伝送路モデルを述べる。

〔 $B \ll f_{r,c}$ の場合：3 波モデル (1) 〕

本ケースでは、フェージングは帯域内での周波数特性の差が無視できるので、いわゆるフラットフェージングとなる。この場合、伝送路モデルにおける伝搬遅延の効果は見えてこないで、図 7. 11 (a) の 3 波モデルで取り扱うことができる。海事衛星通信の場合通信信号の帯域幅は通常 50 kHz 以下であり、この伝送特性を評価したい場合が本ケースにあたる。

〔 $B \simeq f_{r,c}$ の場合：3 波モデル (2) 〕

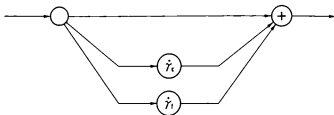
図 7. 11 (b) の構成で現象を取り扱うことができる。7. 3. 2. 2 節で述べた (i) の性質を利用すると

$$\Delta L_c = 2 H_s \cos \theta_i \quad (7-13a)$$

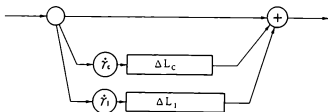
$$\Delta L_{10} = 1.15 \Delta L_c \quad (7-13b)$$

で与えられる。

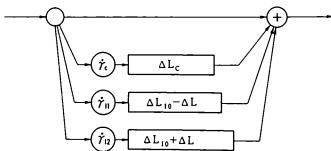
現在のインマルサットの海事衛星通信では、受信（又は送信）帯への割当て幅はおよそ 15 MHz であり、この程度の帯域を対象とする場合が本ケースとなる。このモデルが有用となるケースは、スプレッドスペクトラム通信、周波数ダイバシチ



(a) $B \ll f_{r,c}$ の場合：3波モデル (1)



(b) $B \simeq f_{r,c}$ の場合：3波モデル (2)



(c) $f_{r,c} < B < 6 f_{r,c}$ の場合：4波モデル

図 7. 1 1 簡易伝送路モデル

によるフェージング軽減の効果の検討、更には、フェージング軽減を目的として、アンテナ特性等を帯域内の1波に着目してアダプティブに制御する方式における帯域全体にわたる効果を把握する場合等が挙げられる。

[$f_{r,c} < B < 6 f_{r,c}$ の場合：4波モデル]

図7. 11 (b) の構成では、周波数 Δf の増加に対して ρ_1 が変化しない。このため、これを考慮したものとして図7. 11 (c) の構成がある。式 (7-12) において $n=2$ 、 $\langle \dot{\gamma}_{11} \cdot \dot{\gamma}_{11}^* \rangle = \langle \dot{\gamma}_{12} \cdot \dot{\gamma}_{12}^* \rangle$ かつ $\Delta L_{11} = -\Delta L$ 、 $\Delta L_{12} = \Delta L$ とすると、インコヒーレント成分に関する周波数相関 $\dot{\rho}_1$ は

$$\dot{\rho}_1 = \exp(j 2\pi \Delta f \Delta L_{10}/c) \cos(2\pi \Delta f \Delta L/c) \quad (7-14)$$

となる。7. 3. 2. 2. 2節 (iii) の性質を満たすためには、 $\Delta f \Delta L_{10} = c$ のとき、 $\Delta f \Delta L = c/8$ であるため、 $\Delta L = \Delta L_{10}/8$ となる。 $\cos(2\pi \Delta f \Delta L/c) > 0.5$ (すなわち $B < 6 f_{r,c}$ 程度) では、この4波モデルが伝送路を比較的良く近似している。

本構成は、受信帯と送信帯での海面反射フェージングの関係を調べるような場合、例えば、オープンループによる上り回線送信電力制御方式を検討するような際有用なものとなる。

ここでは、海事衛星通信の場合について述べたが、航空衛星通信の海面反射フェージングをモデル化する場合には、 $f_{r,c}$ や $f_{r,1}$ が海事衛星通信の場合のそれぞれの値に比べて3けたほど小さくなるので、通信波1波に対しても、図7. 11 (c) のような構成のモデル化が必要となろう。

7. 4 むすび

散乱理論に基づく海面反射フェージングモデルにより、海事衛星通信における

1. 5 GHz 帯フェージングの空間及び周波数相関特性を明らかにした。

その結果

空間相関特性に関しては

- (1) 仰角 $5^{\circ} \sim 10^{\circ}$ で衛星電波が入射する状況において z 軸方向に 40 cm 程度離すと、コヒーレント、インコヒーレント両成分とも負の相関になること、また、インコヒーレント成分が空間的に無相関として扱える距離は、垂直方向で 1 m 以上、水平方向で 20 m 以上となること。
- (2) そのため、空間ダイバーシチ方式を適用してフェージング軽減を図る際には、垂直方向に 40 cm 程度、又は 1 m 以上の距離を取ると良い効果が期待できること。

周波数相関特性に関しては

- (3) 10 MHz 程度の幅を有する受信帯域内の任意の二つの周波数でのフェージングパターンは、ほぼ同一とみなし得ること（すなわち、通信波単位ではもちろんであるが、受信（又は送信）帯域全体で見てもフラットフェージングであること）。
- (4) 上記（3）の理由によって周波数ダイバーシチ方式ではフェージングの軽減は困難なこと。
- (5) 100 MHz 程度、周波数が異なる上り下り回線間（送受信信号間）でのフェージングパターンは無相関（あるいは不定）であること。
- (6) そのような場合でも、複素領域まで拡張した相関係数の絶対値を見ると 100 Mz 程度までは 0.7 以上の相関がある。
- (7) 一般に、受信レベルの変動に応じてアンテナ特性をアダプティブに制御するフェージング軽減方式では送信側（上り回線）に対するフェージング軽減が難しい。
- (8) 海面反射フェージングは、3 波モデル、4 波モデル等の伝送路モデルで表現することができる。

ここで述べた相関特性は、今後のデジタル海事衛星通信時代の到来に向け、周波数や電力資源の有効利用関連諸技術の開発に役立つものと期待できる。

付録 7. 1 式 (7-12) の導出 [通路長が異なる複数波が合成された反射波インコヒーレント成分の複素周波数相関特性]

本文の図 7. 10 において、

$$\dot{\gamma}_{i1} = \gamma_i(t) \exp \{ j \phi_i(t) \} \quad (i=1, 2, \dots, n) \quad (A7-1)$$

また ϕ_i は $0 \sim 2\pi$ の範囲で一様に分布するとし、

$$\begin{aligned} \langle \dot{\gamma}_i \dot{\gamma}_i^* \rangle &= \langle \gamma_i^2 \rangle & (i=j) \\ &= 0 & (i \neq j) \end{aligned} \quad (A7-2)$$

であるとする。反射波 \dot{E}_1 は

$$\dot{E}_1(f) = \sum_{i=1}^n \gamma_i \exp \left\{ j \left(\phi_i - \frac{2\pi f}{c} (\Delta L_{10} + \Delta L_{1i}) \right) \right\} \quad (A7-3)$$

となる。このとき、

$$\langle \dot{E}_1(f) \dot{E}_1^*(f) \rangle = \sum_{i=1}^n \langle \gamma_i^2 \rangle \quad (A7-4a)$$

$$\begin{aligned} \langle \dot{E}_1(f) \dot{E}_1^*(f + \Delta f) \rangle \\ = \exp \left(j \frac{2\pi \Delta f}{c} \Delta L_{10} \right) \sum_{i=1}^n \left\{ \langle \gamma_i^2 \rangle \exp \left(j \frac{2\pi \Delta f}{c} \Delta L_{1i} \right) \right\} \end{aligned} \quad (A7-4b)$$

となり、定義により

$$\begin{aligned} \dot{\rho}_1 &= \exp \left(j \frac{2\pi \Delta f}{c} \Delta L_{10} \right) \\ &\cdot \sum_{i=1}^n \left\{ \langle \gamma_i^2 \rangle \exp \left(j \frac{2\pi \Delta f}{c} \Delta L_{1i} \right) \right\} \left(\sum_{i=1}^n \langle \gamma_i^2 \rangle \right)^{-1} \end{aligned} \quad (A7-5)$$

となり、本文の式 (7-12) が得られる。

第7章の参考文献

- (1) 唐沢、塩川：Lバンドにおける海面反射フェージングの空間及び周波数相関特性、信学論（B）、vol. J67-B, 12, pp.1347-1354, (1984)
- (2) 小園、吉川：船舶衛星通信における Switch and Stay ダイバーシチ効果、信学論（B）、vol. J64-B, 5, pp. 461-462, (1981)
- (3) 唐沢：Lバンド海面反射フェージングの複素周波数相関特性、信学論（B-II）、vol. J72-B-II, 12, pp. 633-639, (1989)
- (4) Shiokawa, T. and Karasawa, Y.: Shipborne antenna suppressing multipath fading in maritime satellite communication, IEEE AP-S Symp., New Mexico, (1982)
- (5) Ohmori, S. and Miura, S.: A fading reduction method for maritime satellite communications, IEEE Trans. Antennas Propagat., vol. AP-31, 1, pp. 184-188, (1983)

第8章 フェージングの対策技術

8. 1 まえがき

前章まではフェージングの諸特性を明らかにする観点から、主に現象面について述べた。そこで明らかになった諸特性は実際の回線設計にそのまま役立たせることができ、例えば、フェージングの深さを知ることによって規定の稼働率を確保するのに必要な電力マージン（フェージングがない時を基準とする信号強度の許容劣化量）を精度よく決定することができる。

しかしながら、第5章での解析結果からも明らかのように、低仰角運用時には10 dBといった大きなフェージングが発生し、この値をそのまま電力マージンとして受け入れるには衛星や船舶局の送信機の高電力化が必要となる。これは経済的なシステムを実現する観点からは望ましくなく（すなわち、実用的なシステム設計ができなくなり）低利得の小型アンテナによる海事衛星通信実現の大きな問題点となっている。このため、フェージングによる信号劣化を可能な限り軽減するフェージング対策が将来の必須な技術として確立が急がれている。

さらに、将来の海事衛星通信においてマルチスポットビームによる周波数の再利用が行われる場合には、海面反射フェージングの存在は衛星側の受信において各船舶局からの電波の強度差を大きなものとするため、等価的にビーム間のアイソレーション劣化を引き起こし、システム間干渉の原因となる。このため、各船舶局からの電波の衛星受信時の強度が一定になるような船舶局側送信電力制御技術も将来重要な課題になるものと予想される。

本章では構成や制御が簡単でかつ良好なフェージング抑圧効果が期待できる新しいフェージング軽減方式「偏波制御法」の原理と効果を述べる。また、干渉対策用としての船舶局側送信電力制御法の一案を示す。

8. 2 偏波制御によるフェージング軽減方式⁽¹⁾

8. 2. 1 従来技術

一般に、フェージング軽減対策としては、成形ビームアンテナ方式⁽²⁾、ダイバーシチ受信方式⁽³⁾等が上げられる。しかしながら、前者はパターン成形のためア

アンテナ開口能率が低下し、アンテナの大型化、給電系の複雑化の点で問題があること、後者の内、周波数ダイバーシチ方式では、反射波と直接波の通路長差が小さく、帯域内の信号では十分に無相関の信号を取り出し得ず大きな軽減効果を期待できないこと、またスペースダイバーシチ方式では効果は期待できるが2つ以上のアンテナシステムを必要とし構成や制御が複雑になること、周波数が異なる送・受信両回線への適用は難しいこと等の欠点がある。

ここではフェージング軽減対策の一つとして筆者らが考案した偏波制御法(Polarization Shaping Method)⁽¹⁾について、衛星を介して行なった海洋実験の結果もふまえ、その原理と効果について述べる。ここで述べる偏波制御法は、アンテナ開口能率の低下も小さく、かつ1つのアンテナのみで、送・受信両回線に対してフェージングの軽減効果を期待することができる。

8. 2. 2 偏波制御法の原理

第2章の図2. 2では1. 5 GHzにおける海面の反射係数を海面への入射角(水平面から測った角度: grazing angle)に対して示している。図において、 R_H 、 R_V は水平、垂直両直線偏波の入射に対する反射係数をそれぞれ示し、実線は振幅、破線は入射波に対する位相角を示している。図からも明らかのように、水平偏波成分の振幅は海面への入射角にかかわらずほぼ一定であり、かつ、位相角も入射波のそれに対してほぼ逆相(位相差: 180°)のまま変化しないことがわかる。これに対して垂直偏波成分の振幅は、入射角 $5^\circ \sim 10^\circ$ 位のとき特に減衰が大きく、位相は入射角が 6° 付近(ブリュースター角(Brewster angle)に相当)で反転する。従って、このような性質を有する海面に対して図8. 1(左)に示すような右旋の円偏波が入射したとすると、その海面反射波の偏波特性は図8. 1(右)に示すように、水平方向にかなり偏平(楕円偏波の長軸方向が水平線に対してほぼ平行)な左旋の楕円偏波(ただし、1. 5 GHz帯における海面のブリュースター角は約 5.9° であるため入射角がそれ以下の場合には右旋の楕円偏波)となる。なお、若干の傾きは反射係数の性質による。

したがって、海面反射波が到来する方向のアンテナの偏波特性をこれと直交する楕円偏波にすることができれば、海面反射波に対しては偏波損失が大きくなり反射波を抑圧することができる。ここで直交する楕円偏波とは、(a)偏波の旋回方向が逆で、(b)軸比が等しく、(c)楕円偏波の長軸が互いに直交している、等の

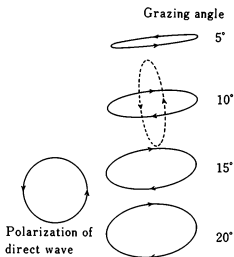


図 8. 1 海面反射波の偏波特性

性質を有するもので、例えば、図 8. 1 の衛星仰角が 10° の場合には破線の楕円偏波がこれに相当している。先にも述べたように、衛星仰角が $5^\circ \sim 10^\circ$ 位では、海面反射波の偏波特性はほぼ偏平な左旋の楕円偏波が主体となるため、これに直交する偏波とは右旋で縦長の楕円偏波である。海事衛星通信に用いられる船舶地球局アンテナの偏波特性は右旋円偏波であるため、海面反射波を抑圧するためには楕円偏波の楕円が常に縦長の状態で、アンテナの軸比を仰角に応じて適当に制御すれば良い。

原理的には反射波の到来方向の偏波特性のみを制御することができれば良いが、小型アンテナのようにアンテナビーム幅が広い場合にはこのような制御は難しく、直接波到来方向（ビーム方向）の偏波特性も、反射波方向の偏波の変化に応じて変化し、ほぼ類似の特性を有することになる。従って、直接波に対しては偏波不整合による偏波損失が存在する。しかしながら、先に述べたような深いフェージングが発生する場合には、仮にある程度の偏波損失が存在しても海面反射波がかなり抑圧され、この分の信号劣化が小さくなるため全体としてみれば大きなフェージング軽減効果が期待できる。

船舶地球局アンテナの偏波特性を常に縦長の状態で、衛星仰角に応じて軸比を制

御することは、例えば、パラボラアンテナ、ショートバックファイヤアンテナ（S B F）のようなクロスダイポール給電の円偏波アンテナの場合比較的容易に実現することができる。図8. 2にこの場合の回路構成例を示す。通常の円偏波アンテナの場合の回路構成にたいして1つの可変移相器（variable phase shifter）を付加すれば良いことがわかる。ここで、図8. 2に示される回路構成の場合には、クロスダイポールを水平垂直軸に対して 45° 回転した状態に配置し（厳密には図8. 1の様に楕円はやや傾いているが垂直とみなしても問題がない程度なので）、可変移相器の付加位相量 δ を制御すれば、このアンテナの偏波特性は図8. 3に示されるように常に縦長で、任意の軸比の楕円偏波となる。このとき軸比 r （dB）及び直接波に対する偏波損失 L_D （dB）は次式で与えられる。

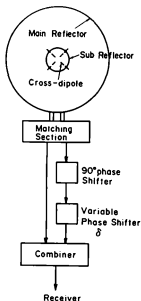


図8. 2 偏波制御法の回路構成例

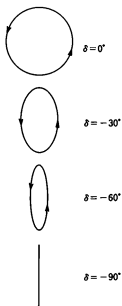


図8. 3 船舶地球局アンテナの偏波特性

$$r = 10 \log |(1 + \sin \delta) / (1 - \sin \delta)| \quad (\text{dB}) \quad (8-1a)$$

$$L_0 = 10 \log |2 / (1 + \cos \delta)| \quad (\text{dB}) \quad (8-1b)$$

したがって、衛星仰角に応じて δ を制御すれば、アンテナの偏波を海面反射波の偏波に対しては直交させることができ反射波を受けにくくすることができる。結果として海面反射波によるフェージングを抑圧することができる。

図2. 2の反射係数は海面が平坦な場合のものであり、原理の説明はこれに基づいて行ってきた。しなしながら、海面が荒れている場合には海面反射波は広範な領域から到来するため、反射係数は反射点の場所によって少しずつ異なり、海面反射波を一つの偏波で代表させるには若干の無理がある。このため反射波成分を完全に除去することはできず自ずと限界もある。従って、各衛星仰角に対して最も望ましい船舶地球局アンテナの楕円偏波特性（最も望ましい付加位相量）は、最良点を見だして決める必要がある。

8. 2. 3 軽減効果

8. 2. 3. 1 理論検討

ここでは、偏波制御法をショートバックファイヤアンテナに適用した場合のフェージング軽減効果について理論的検討を行う。回路構成は図8. 2を適用する。

図8. 4は図8. 2における可変移相器の付加位相量 δ に対するフェージングの深さ（理論値）の一例を示す。図はアンテナ利得が15 dBi、 β_0 が0.055の場合（【状態R】）のものである。同図で、 $\delta = 0^\circ$ の時のフェージングの深さは偏波制御法を適用しない場合の値（通常の間偏波アンテナの場合のフェージングの深さ）を表している。図よりも明らかなように、 δ を適当に変化させることによりフェージングの深さは小さくなり、各衛星仰角ごとに、フェージング軽減の点から最適の付加位相量（以下、最適付加位相量と呼ぶ）が存在することがわかる。なお同図の計算においては、先に述べた直接波に対する偏波損失も含めている。すなわち、

$$F_d(99\%) = L_0 + F_d'(99\%) \quad (\text{dB}) \quad (8-2)$$

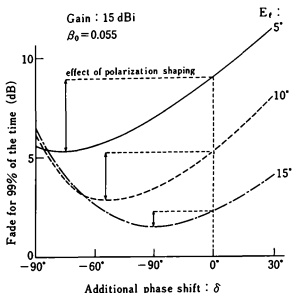


図8. 4 付加位相量に対するフェージングの深さ（理論値）

ここに $F_{0.99}(p\%)$ は時間率 50% 値と $p\%$ 値の差（直接波の偏波損失を考慮したレベルを中央値とするフェージングの深さ）である。同図より、例えば、衛星仰角が 5° で、8.1 dB のフェージングの深さ（ $\delta = 0^\circ$ の場合）が 5.3 dB 程度に改善され、そのときの最適付加位相量は、ほぼ 70° であることがわかる。なお、衛星仰角にかかわらず、 δ が最適付加位相量より大きくなる（すなわち 90° に近づく）に従いフェージングが深くなっているが、これは直接波の偏波損失の増加に伴うものである。最適付加位相量は、図 8. 4 から明らかなように、衛星仰角に依存する。

次に、図 8. 5 にこの最適付加位相量の衛星仰角に対する理論値の一例をアンテナ利得が 15 dBi、9 dBi の場合について示す。同図より、衛星仰角の変化に対する最適付加位相量の変化は緩やかであること、 β_0 の違いによる影響は比較的小さいこと、そして、アンテナ利得が小さい方（dBi）が若干、最適付加位相量は大きいことがわかる。

図 8. 6 は偏波制御法の適用（図 8. 2 の回路構成で付加位相量として上記の最適付加位相量を用いた場合）の有無（ON、OFF）によるフェージングの深さを

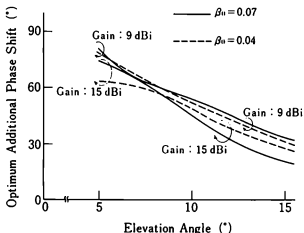
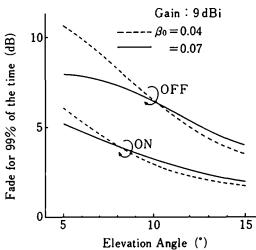
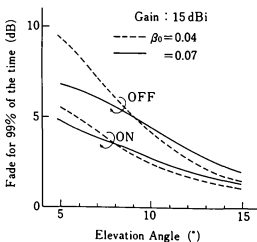


図 8. 5 衛星仰角に対する最適付加位相量 (理論値)

- 示す。同図において、(a)、(b)はアンテナ利得が、9 dBi、15 dBiの場合で、海面状態は〔状態R〕(β_0 は0.04～0.07の間)である。また図8. 7は衛星仰角が $5^\circ \sim 10^\circ$ の場合に着目し、ON、OFFの場合のフェージングの深さをアンテナ利得に対して示している。図8. 6及び8. 7より次のことがわかる。
- (i) アンテナ利得が15 dBiの場合、衛星仰角が 5° 、 10° におけるフェージングの軽減量はそれぞれ2～5 dB、1.5～2 dB程度である。
 - (ii) 偏波制御法によるフェージング軽減効果は、衛星仰角が 10° 以下、アンテナ利得が18 dBi程度以下の場合に大きい。
 - (iii) アンテナ利得にかかわらず、軽減方式がONの場合のフェージングの深さは、OFFの場合にくらべて、 β_0 依存性は小さい。(ただし、衛星仰角が 10° の場合には、OFFの場合でもそのばらつきは少ない。)
 - (iv) 軽減方式がONの場合のフェージングの深さは、OFFの場合に比し、アンテナ利得の違いによる差異は小さい。特に、アンテナ利得が15 dBi以下ではその傾向が強く、フェージングの深さは衛星仰角が 5° で5～6 dB程度、また衛星仰角が 10° で2.5～3 dB程度である。

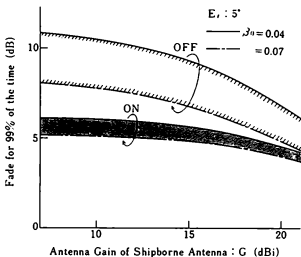


(a) Gain = 9 dBi

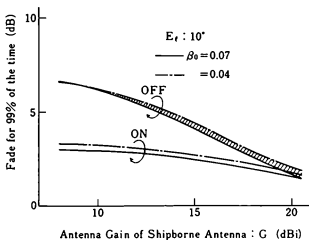


(b) Gain = 15 dBi

図8. 6 偏波制御法の有無によるフェージングの深さ (理論値)



(a) $E_t : 5^\circ$



(b) $E_t : 10^\circ$

図 8. 7 アンテナ利得に対するフェージングの深さ (理論値)

8. 2. 3. 2 実験結果

上述の偏波制御法の効果（理論値）を実験的に確認するため、第4章で述べたフィールド実験（船舶実験）を実施した。以下、この結果について述べる。

図8. 8は衛星仰角が 5° 、下り回線（衛星—船舶；1.54 GHz）の場合について、図8. 2の可変位相器の付加位相量 δ に対するフェージングの深さの測定値（直接波の偏波損失も含む）を示している。○印は、うねりが主体で比較的穏やかな場合、●印は、うねりも風浪も比較的大きく発生している場合の測定値である。同図より、通常の円偏波アンテナ（ $\delta = 0^\circ$ の場合）で受信したフェージングの深さは海面状態によって異なる値を有するが、 δ を変化させフェージングが最小となるように偏波特性を制御した場合のフェージングの深さは、海面状態に対する依存性が少ないことがわかる。この傾向は、8. 2. 3. 1節で示した理論値の傾向と良く一致している。なお、参考までに衛星仰角が 5° 、 β_0 が0.055の場合の理論値を同図中に示す。最適付加位相量の実験値は、海面状態の違いにより若干異なるが、この場合、ほぼ $65^\circ \sim 70^\circ$ であり、理論値と良く一致していることがわかる。

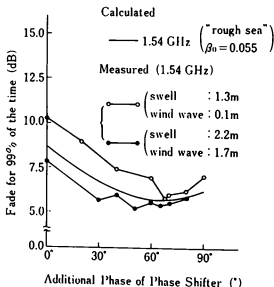


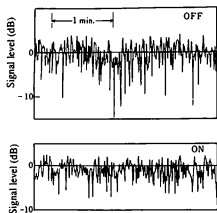
図8. 8 付加位相量に対するフェージングの深さ（測定値と理論値）

図8. 9は衛星仰角が 5° におけるフェージングを伴う信号強度の測定例（直接波の信号強度で規格化）で、OFFは偏波制御法を適用しない場合（ $\delta = 0^{\circ}$ の場合）、ONは偏波制御法を適用した場合（ δ は各衛星仰角における最適付加位相量）のものである。同図で（a）は下り回線（down-link: 1. 54 GHz、船舶アンテナ受信）、（b）は上り回線（up-link: 1. 64 GHz、衛星側受信）におけるフェージングを伴う信号強度の一例である。また図8. 10にそれぞれの信号強度の累積時間分布を示す。図8. 10より偏波制御法を適用することで反射波の抑圧がなされ、信号強度の変動幅が小さくなることがわかる。同図の累積時間分布で、海事衛星通信の回線設計に用いられる時間率99%値（フェージングの深さ）に着目すると、（a）の場合（down-link）、約10. 5 dBのフェージングの深さが、約5. 5 dB程度に軽減されていることがわかる。また（b）の場合（up-link）も、約11 dBのフェージングの深さが約5. 2 dBに改善されている。従って、原理のところで述べたように、同方式はup-link、down-linkの両回線にフェージング軽減効果があることが実験的にも確認された。

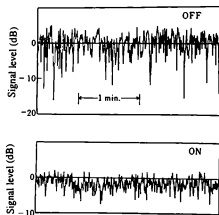
図8. 11は衛星仰角に対するフェージング軽減の測定結果を理論値と比較したものである。同図より、衛星仰角が $7. 5^{\circ}$ 付近で、偏波制御法を適用した場合（ON）のフェージングの深さは若干、理論値に比べ大きめであるが、全体としては、ほぼ理論値の傾向と一致していることがわかる。

ここで提案した方式では、最適付加位相は衛星仰角に対してのみ変えればよいので、移相器は応答スピードは遅くても挿入損の少ない電動モータにより制御される機械的可変位相器⁽⁴⁾を用いることができる。

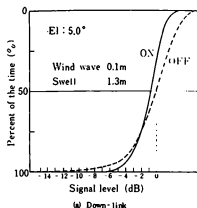
さらに、本方式の構成をより簡単にする観点から、仰角 10° 以下の適用に際しても付加位相量を仰角 10° のときの最適付加位相量（ $\delta = 4. 8^{\circ}$ ）に固定し、かつ、アンテナ向きも同一方位の仰角 10° に固定したまま運用する方式が提案されている⁽⁵⁾。この方式において例えば仰角 5° での運用を考えると、 5° のビームオフセット効果と不完全な反射波抑圧効果の相乗効果で、結果的には、 5° の最適付加位相で偏波制御する場合とほぼ同等の効果が得られることが理論的に明らかにされている⁽⁵⁾。実用的には、このような簡易な方式が適したものとなろう。



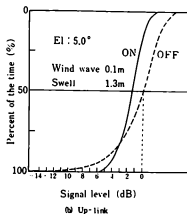
(a) Down-link



(b) Up-link



(a) Down-link



(b) Up-link

図 8. 10 フェージング深さの
累積時間分布 (測定値)

図 8. 9 フェージングによる信号強度の変動
とその抑圧 (実測値)

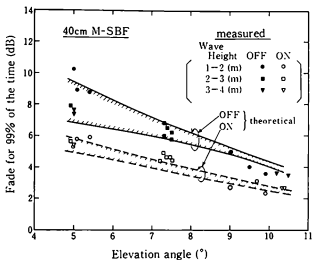


図 8. 1 1 偏波制御法の有無によるフェージング深さの仰角依存性
(実測値と理論値)

8. 3 上り回線送信電力制御アルゴリズム^{(6)・(7)}

8. 3. 1 問題提起

将来の海事衛星通信においてマルチスポットビームによる周波数の再利用が行われる場合、各船舶局から発射される電波が衛星到達時点で均一レベルであることがビーム間干渉を小さくする観点から強く望まれる。このため、送信電力制御（特に船舶地球局側での制御）は将来重要な技術課題になるものと予想される。

図8. 12はマルチスポットビーム運用において、領域AとBに2つの衛星ビーム1と2が対応している様子を示している。図でアンテナパターン1に対しては領域Aからの電波が所望波、領域Bからの電波が干渉波となる。アンテナパターン2では所望波と干渉波の関係は逆になる。船舶局から発射される電波の強度が衛星到達時点で同じ強度であるならば直接波と干渉波の比（ C/I ）はアンテナのサイドローブ特性によって決まる。この場合、 C/I のよい信号を得るためには、それに見合ったサイドローブ特性のよいアンテナが必要になる。

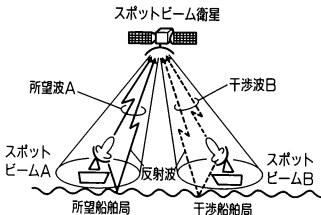


図8. 12 マルチスポット運用の例

一方、衛星に到達する電波は海面反射フェージングにより信号強度の変動をともなっている。このフェージングは船舶地球局が衛星に対して低仰角になるほど大きな量となる。第5章での検討によって仰角 5° では低G/T船舶地球局（アンテナ利得15 dB以下）からの電波は10 dB近い信号劣化となることが知られている。又、海面反射波は信号強度を強くする働きもある。信号強度の劣化を10 dBもたすような反射波は同時に信号を5 dB程度増加させる。領域AとBの船舶が共に低仰角であるような場合、仮に所望波が10 dB低下しかつ干渉波が5 dB増加した場合、レベル変動がない場合に比較してC/Iが等価的に15 dBも劣化する。図8.13はこの様子を概念的に示したものである。このように、所望波や干渉波にレベル変動がある場合には、その分衛星アンテナのサイドローブ特性を劣化させることと等価になる。このような観点から、信号の衛星到達レベルを一定にする船舶局側上り回線送信電力制御技術が重要なものとなる。

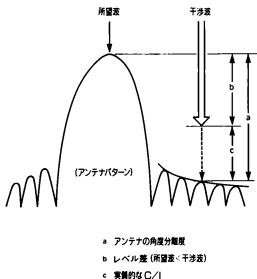


図8.13 海面反射フェージングによるC/I（所望波干渉波比）の劣化

8. 3. 2 オープンループ制御アルゴリズム

送信電力制御方式には船舶局側でパイロット波を送信しこの衛星折り返し波から上り回線でのフェージング情報を得て制御するクロズドループ方式と下り回線の受信信号のみから上り回線の変動を推定して制御するオープンループ方式がある。もし精度的に十分な制御ができるのであれば、構成が簡単でシステムインパクトが小さい後者が望ましい。

通常のオープンループ制御では、送信電力を制御する情報源として、受信強度の変動情報と現象の周波数依存性を利用する。ところが、海事衛星通信の場合、海面反射フェージングの相関帯域幅 ($\rho_{r,c}$ 、 $\rho_{r,i}$ に着目した) は最大でも 30 MHz 程度であり、100 MHz も離れた送受信帯 2 つの信号強度の変動パターンの相関は著しく劣化するため、通常の意味でのオープンループの送信電力制御では満足する効果は期待できない。

一方、第 7 章の 7. 3. 2. 2 節において図 7. 7 のベクトル図で説明したとおり、何らかの手段により受信信号中の反射波の振幅と位相の情報を得ることができれば、反射波の位相をある値 ϕ だけずらして直接波と合成した新しい複素量 (図 7. 7 における \overline{OC}) の振幅は送信周波数帯における信号強度変動を予測するものとなる。そしてこの予測値と、実際の送信周波数帯で生じるフェージングによる信号強度の変動との相関が ρ (ρ_c 、 ρ_i) となり、比較的高い相関 (図 7. 8 の例では、コヒーレント成分では相関係数 1、インコヒーレント成分では相関係数 0.7~0.8 程度) となることがわかる。ここで ϕ は式 (7-9) の計算結果として求まるものであるが、図 7-9 に示すようにインコヒーレント成分の場合 (実線) でもコヒーレント成分の値 (点線) に近く、これを等しいとみなしても、問題となる誤差は生じない。この ϕ は送受信周波数差、アンテナ高、および仰角によって決定でき、これらの情報はすべて外部より与え得るものであるため、容易に計算できる。

以上の例のように、アンテナ高および仰角が低い場合には、複素領域で見た周波数相関係数は 100 MHz 程度離れていても比較的に近いので受信局側に反射波 (または、受信波) の振幅・位相を知る機能と若干の演算機能があれば、送信周波数帯に発生するフェージングも比較的良好な精度で予測することが可能となる。このため、実用化までには種々の検討課題は多いとしても、海面反射フェージングに対してもオープンループによる送信電力制御も可能性を有していると結論づけられる。

8. 4 むすび

海面反射フェージングを克服する技術として、フェージング軽減方式と船舶局側送信電力制御技術を述べた。

フェージング軽減方式については、海面反射波が特有の偏波特性を有していることに着目した新しい方式として偏波制御法（Polarization Shaping Method）を提案し、その原理の説明と効果の定量的評価を行った。効果の検討では、発生頻度が高く、かつ大きなフェージングが予想されるインコヒーレント成分が卓越する海面状態に対して行ったが、送・受信両回線に十分な効果を有していること、最大の軽減効果を有する最適付加位相量の衛星仰角に対する関係はその変化に対して比較的穏やかで制御が容易であることが明らかになった。又、効果に関する理論的検討結果は実験的にも確認された。

送信電力制御については、将来のマルチスポットビーム運用の際のシステム間干渉の軽減のために必要な技術であることを述べ、オープンループ制御アルゴリズムの一案を提示した。そこでは、海面反射波の振幅及び位相情報を得ることができればこの情報から異なる周波数（すなわち受信周波数と送信周波数の関係）に対する信号強度の変動を推測することができ、このアルゴリズムを利用することによりオープンループの送信電力制御も原理的には可能であることを示した。

第 8 章の参考文献

- (1) 塩川、唐沢：海事衛星通信用海面反射フェージング軽減方式、信学論（B）、vol. J68-B, 12, pp. 1482-1492, (1985)
- (2) 大森、三浦、宮野、鈴木、千葉：フェージング軽減用成形ビームアンテナ、信学技法、A・P 81-69, (1981)
- (3) 小園、吉川：船舶衛星通信における switch and stay ダイバーシチ効果、信学論（B）、vol. J64-B, 5, pp.461-462, (1981)
- (4) Shiokawa, T., Karasawa, Y. and Yamada, M.: A compact shipborne antenna for maritime satellite communications, IECE of Japan, Int. Symp. Antennas Propagat. (ISAP'85), Kyoto, (1985)
- (5) Yasunaga, M., Karasawa, Y. and Shiokawa, T.: A simplified fading reduction technique in maritime satellite communications, Trans. IECE of Japan, vol. E69, 2, pp. 83-85, (1986)
- (6) 唐沢：L バンド海面反射フェージングの複素周波数相関特性、信学論（B-II）、vol. J72-B-II, 12, pp.633-639, (1989)
- (7) 唐沢、松戸：海面反射フェージングの複素周波数相関特性、昭 6 2 信学総合全大、598, (1987)

第9章 結 論

本論文では海事衛星通信の低仰角運用時に問題となる海面反射フェージングについて、その解析のための理論モデルを構築し（第2章、第3章）、このモデルに基づきフェージングの大きさ（第5章）や時間・空間・周波数領域での相関特性（第6章、第7章）を理論的に明らかにした。

また、実測データ取得のため、海岸や船舶を利用したフィールド実験を実施し（第4章）、このデータにより理論解析結果の妥当性を明らかにした。

さらに、フェージングを克服する技術として、構成と制御が簡易であることを特長とする新しいフェージング軽減方式「偏波制御法」を提案し、その効果を定量的に示した（第8章）。また、将来のマルチスポットビーム運用時の干渉軽減に有用な技術と期待される船舶局側送信電力制御方式についてアルゴリズムの一案を示した（第8章）。

得られた結論を要約すると以下のとおりである。

第2章のまとめ

海面反射フェージングの原因となる海面反射波の強度特性および時間・空間・周波数領域での相関特性を導くための理論モデルを構築した。理論モデルは前方散乱の解析に適した物理光学散乱理論（キルヒホッフ近似法）をベースに低仰角での散乱波に対して影響が大きいしゃへい効果を考慮した。インコヒーレント成分強度の定式化に際しては、海面状態を規定するパラメータとして（有義）波高と傾度偏差を用いた。

第3章のまとめ

第5章以降の具体的な解析の際に必要な海面の統計的性質、特に海面の傾度偏差と波高の関係を明らかにした。波浪の統計データを独自に解析し、発生する大部分の海面状態が含まれる波高1 m～3 mの海では、有義波に着目した傾度偏差の波高依存性は小さくその値として0.04～0.07を得た。傾度偏差がこの範囲の波高に余り依存しない性質は、結果としてインコヒーレント成分が十分発達した

海面状態でのフェージングの大きさを推定する際（第5章）の高精度化に寄与することとなった。

第4章のまとめ

第5章以下で提示する理論解析結果を実証するために実施した3種類のフィールド実験（地上対向実験、海岸での衛星電波受信実験、衛星を利用した船舶実験）の概要と実験データの根拠を示した。

第5章のまとめ

海事衛星通信システム設計上最も重要な特性であるフェージングの大きさに関連する各種諸量の解析（主に1.5GHz帯）を行い、以下の点を明らかにした。

- (1) インコヒーレント成分の海面上の主なる到来領域は方位角方向には狭く俯角方向には広い細長い領域に集中しており、最大強度となる領域は正規反射点より遠方（水平線方向）にある。
- (2) コヒーレント成分とインコヒーレント成分との間でエネルギー保存の関係がかなりよく満たされる。
- (3) 信号強度の確率密度分布は伸上ライス分布である。
- (4) フェージングの深さ（時間率99%値）に主として寄与するパラメータは衛星仰角とアンテナ利得（放射パターン）と波高（および傾度偏差）であり、これらのパラメータとフェージング深さの関係を明らかにした。
- (5) 周波数1GHz～10GHzでのフェージングの大きさの周波数依存性は大きく、発生頻度が高い波高1～3m程度の海面状態に限ってみるとフェージングの深さは周波数の増加とともに減少する。

また、上記（2）の性質を利用したフェージングの深さの簡易推定法を提案した。この章で明らかにした結果は直接システム設計に反映できるものであり、通信の高信頼性化に寄与するものである。

第6章のまとめ

フェージングの時間的変動に関する性質として周波数スペクトラムと減衰持続時間特性を解析し以下の点を明らかにした。

- (1) スペクトラムの広がり（すなわち変動の速さ）は仰角、波高、傾度偏差、波の方向、船の速度と方向、船の動揺に依存し、一般的傾向として、仰角、波高、

船舶速度、動揺が大きいほどスペクトラムの広がりが大きくなる。

- (2) フェージングが問題となる仰角 $5^{\circ} \sim 10^{\circ}$ では、パワースペクトラムの -10 dB幅（ピークから 10 dB低下する周波数）は、上述のパラメータの現実的な範囲の中で $0.3 \text{ Hz} \sim 5 \text{ Hz}$ 程度である。
- (3) 減衰持続時間と減衰発生間隔のそれぞれの平均値はフェージングのパワースペクトラムから十分な精度で求められる。低仰角で時間率 99% をしきい値とした平均持続時間は $0.05 \sim 0.4$ 秒、平均発生間隔は $5 \sim 40$ 秒程度である。
- (4) 減衰持続時間および減衰発生間隔の分布形は時間率 99% 以下の任意の時間率に対して、すべて指数分布型で近似できる。すなわち、その確率過程はポアソン過程である。

ここで求めたフェージングの時間的変動に関する諸特性は、ディジタル通信における通信方式（変調方式や誤り訂正方式）を検討する際の基礎的知見を与えるものである。

第7章のまとめ

フェージングの空間および周波数領域での相関特性を解析し以下の点を明らかにした。

- (1) インコヒーレント成分が空間的に無相関として取り扱える距離は、垂直方向で 1 m 以上、水平方向で 20 m 以上である。
- (2) 垂直方向 40 cm 付近に、仰角 $5^{\circ} \sim 10^{\circ}$ にわたって受信強度の変動の相関係数が負となるところがあり、最も小さいアンテナ間隔でスペースダイバーシチによるフェージング軽減を行おうとする場合にはこの程度のアンテナ間隔が適している。
- (3) 信号帯域幅が数十 kHz 以内の海事衛星通信で発生する海面反射フェージングは、帯域全体にわたって一様に信号強度が変動するフラットフェージングである。
- (4) 受信（または送信）総合帯域幅が 10 MHz 程度の通信では、この帯域内の任意の2つの周波数でのフェージングパターンはほぼ同一である。このことによって周波数ダイバーシチではフェージングの軽減が困難である。
- (5) 100 MHz 程度周波数差がある上り下り回線間（送受信間）でのフェージングパターンは無相関（あるいは不定）である。
- (6) 複素数に拡張した周波数相関特性（複素周波数相関特性）から、海面反射フェ

ージングを3波モデル、4波モデル等の伝送路モデルで表現することができる。

ここで述べた相関特性は今後のデジタル海事衛星通信時代の到来に向け、周波数や電力資源の有効利用関連諸技術の開発に役立つものと期待できる。

第8章のまとめ

海面反射フェージングを克服する技術として、フェージング軽減方式と船舶局側送信電力制御技術を述べた。

フェージング軽減方式については、海面反射波が特有の偏波特性を有していることに着目した新しい方式として偏波制御法(Polarization Shaping Method)を提案し、その原理の説明と効果の定量的評価を行った。評価の結果、この方式は送・受信両回線に対して十分なフェージング抑圧効果を有していることが明らかになった。又、効果に関する理論的検討結果は実験的にも確認された。

送信電力制御については、将来のマルチスポットビーム運用の際のシステム間干渉の軽減のために必要な技術であることを述べ、オープンループ制御アルゴリズムの一案を提示した。

筆者が本テーマに関する最初の論文として文献(1)の原稿をIEEEの「アンテナ・伝搬」の論文誌(Transaction on Antennas & Propagation)に投稿したとき、査読者の一人からのコメントとして「このような環境下でインコヒーレント成分がコヒーレント成分と同等にまで発達するのは驚き(surprising)であり、本当に正しいのか?」という疑問が呈せられていた。これは、それまでこの種の実験(grazing angleの小さいforward scattering)では、Beard等の測定⁽²⁾があるのみで、その結果からはインコヒーレント成分はどんなに発達しても電力的にコヒーレント成分の最大値の半分以下というものでこれが常識ようになっていたからである。その後さらに解析を進め、またデータを取得するに従って筆者等の結果の正しさが確認され、今ではこれが常識になりつつある。(Beard等の測定が間違っていたわけではなく、環境条件の違いによってであり、Beard等の実験結果は本論文のモデルでも説明づけることができる)

第1章でも述べたように本テーマに取り組んだ初期の段階ではフェージングの諸特性が皆目不明で回線設計にも支障をきたしたが、本論文で述べた内容を含めたここ数年の多くの研究者の努力によって、回線設計の際の伝搬劣化量の推定等におい

ては実用的に十分な精度で諸特性が把握できるようになってきている。

又、ここで述べた理論モデルは海事衛星通信の伝搬劣化量を推定する手法として C C I R (国際無線通信諮問委員会) の勧告手法⁽³⁾にも採用され、移動体衛星通信の発展に寄与するものとなっている。

さらに、ここでの成果は同様の環境条件にある航空衛星通信の海面反射フェージングの解析⁽⁴⁾に活かされ、発展的に研究が進められている。

また、フェージング環境下でのデジタル伝送特性評価等においては実環境下でのフェージングを計算機内部や実験室の装置で発生できるようなシミュレーションアルゴリズムの確立が重要になっており、この研究にはここで取り扱った統計的な性質が活用されている^{(5)・(6)}。

さらに、本論文の成果はフェージング環境下での所望波対干渉波比 (C/I) の評価モデル^{(7)・(8)}や、反射波のより積極的な利用あるいはアンテナ・伝搬・通信方式の三身一体でフェージングを克服する等新しいフェージング軽減方式^{(9)・(10)}の研究にも寄与している。

本論文で述べた海面反射フェージングモデルの基盤となるところは各種のフェージング現象に対して共通であり、狭く移動体衛星通信への適用のみならず、同様にフェージングがシステム設計に大きな影響を与えている地上系移動通信に対しても寄与できるものと期待できる。

第9章の参考文献

- (1) Karasawa, Y. and Shiokawa, T.: Characteristics of L-band multipath fading due to sea surface reflection, *IEEE Trans. Antennas Propagat.*, vol. AP-32, 6, pp.618-623, (1984)
- (2) Beard, C.I.: Coherent and incoherent scattering of microwaves from the ocean, *IRE, Trans. Antennas Propagat.*, vol. AP-4, pp.162-167, (1956)
- (3) CCIR: Propagation data required for the design of earth-space maritime mobile telecommunication systems, Doc. 5/364, SG-5 Final Meeting, Geneva, (1989)
- (4) 安永、唐沢、松戸、塩川：航空衛星通信における海面反射フェージング特性、*信学論 (B-II)*, vol. J72-B-II, 7, pp.297-303, (1989)
- (5) 岩井、安永、唐沢：移動体衛星通信における海面反射フェージングのシミュレーションアルゴリズム、*信学技報*, A.P90-21, pp.15-22, (1990)
- (6) 岩井、唐沢：移動体衛星通信における海面反射フェージングのシミュレーションアルゴリズム [II]、*信学技報*, A.P90-72, pp.13-18, (1990)
- (7) 安永、唐沢、塩川：海面反射フェージング下での低G/T船舶地球局の干渉に関する一考察、*信学技報*, A.P89-32, pp.15-21, (1989)
- (8) 唐沢、安永：伸上ライスフェージング環境下での移動体衛星通信システム干渉評価法、*信学技報*, SAT90-58, (1991)
- (9) 安永、岩井、唐沢：インマルサット標準C船舶局用海面反射フェージング軽減方式、*信学技報*, A.P90-10, pp.13-20, (1990)
- (10) 岩井、唐沢：偏波ダイバーシチとインターリーブを組み合わせた海面反射フェージング軽減方式、*信学春期全大*, (1991)

謝 辞

本論文は筆者が国際電信電話株式会社（KDD）に入社以来、研究所において行った海軍衛星通信の海面反射フェージングに関する研究成果をまとめたものである。この間本研究の遂行を暖かく見守り、御指導御鞭撻いただいたKDD研究所歴代所長中込雪男博士、鍛冶弘博士、野坂邦史博士、村谷拓郎博士、小室圭五氏、小野欽司博士に謹んで感謝の意を表する。

筆者の大学院在学中の研究を御指導くださり、かつ本論文をまとめるにあたり、終始懇切なる御教示と御尽力をいただいた京都大学教授・超高频電波研究センター長加藤進博士に深甚なる謝意を表する。また、京都大学教授木村繁根博士ならびに深尾昌一郎博士には論文とりまとめに際して有益な御指導・御助言をいただいた。ここに厚く御礼申し上げる。

京都大学名誉教授池上文夫博士には海面反射フェージング研究の初期の段階から、筆者らの研究に対して深い御理解と暖かい励ましをいただいた。その励ましが研究推進の力になっており、大変ありがたく衷心より謝意を表する。

研究遂行のそれぞれの過程において、横井寛博士（現防衛大学校教授）、小川明博士（現名古屋大学教授）、栗原弘博士（現KDDクリエイティブ（株）社長）、平田康夫博士（現事業開発本部審議役）、研究所次長高橋行俊博士には、卓越した見通しをもってご指導を賜り、心から感謝する。

研究所次長山田松一博士には、本研究の遂行の全過程において適切にご指導をいただき、また、早い段階から本論文のとりまとめに御尽力を賜った。ここに謹んで感謝する。無線応用グループリーダー塩川孝泰博士には、直属の上司として本研究の端緒を開いていただき、かつ研究遂行の各過程において適切にご指導・助言・叱咤激励をいただいた。本研究の骨子となる多くの学会論文は塩川博士との共著であり、塩川博士に負うところは非常に大きい。衷心より謝意を表する。

本研究はその性質上多くの方々のお援助を得た。とりわけフィールド実験を共に進めた結城浩徳氏（現KDDシンガポール事務所長）、安永正幸氏（現ネットワーク開発本部開発部）、野本真一氏、松平孝氏他旧無線伝送研究室（現無線応用グループ）関係各位、また、安田豊博士（現事業開発本部移動体通信グループリーダー）を初めとする旧伝送信号処理研究室関係各位の御協力に対して厚く御礼申し上げる。

研究業績（平成3年6月30日現在；査読中を含む）

1. 論文 (Full paper) [下線論文は本論文を構成する主要論文]

- (1) 塩川、唐沢： 軸モードヘリカルアンテナの放射特性、信学論（B）、1980年2月
- (2) 塩川、唐沢： 短い軸モードヘリカルアンテナで構成される4素子アレイアンテナ、信学論（B）、1982年10月
- (3) 唐沢、塩川： 海面反射フェージングの周波数スペクトラム、信学論（B）、1984年2月
- (4) Karasawa and Shiokawa: Characteristics of L-band multipath fading due to sea surface reflection, IEEE Trans. Antennas & Propagation, June, 1984
- (5) 唐沢、塩川： Lバンドにおける海面反射フェージングの空間相関および周波数相関特性、信学論（B）、1984年12月
- (6) Karasawa, Yasukawa and Yamada: Ionospheric scintillation measurements at 1.5 GHz in mid-latitude region, Radio Science, May, 1985
- (7) 塩川、唐沢： 海事衛星通信用海面反射フェージング軽減方式、信学論（B）、1985年12月
- (8) Karasawa, Yasunaga, Nomoto and Shiokawa: On-board experiments on L-band multipath fading and its reduction by use of polarization shaping method, Trans. IECE of Japan, vol. E, Feb., 1986
- (9) 塩川、唐沢、結城： 海事衛星通信船舶局用E1/Azマウントの指向誤差軽減法、信学論（B）、1986年8月
- (10) Karasawa and Shiokawa: Fade duration statistics of L-band multipath fading due to sea surface reflection, IEEE Trans. Antennas & Propagation, Aug., 1987
- (11) Karasawa: Interpretation on quasi-periodic scintillation at frequencies above 1 GHz, Trans. IEICE (Japan), vol. E, Aug. 1987
- (12) Yamada, Karasawa, Yasunaga and Arbesser-Rastburg: An improved prediction method for rain attenuation in satellite communications operating at 10-20 GHz, Radio Science, Nov. 1987
- (13) Karasawa, Yasukawa and Yamada: Tropospheric scintillation in the 14/11 GHz bands on earth-space-paths with low elevation angles, IEEE Trans. Antennas & Propagation, Apr., 1988
- (14) 唐沢、松戸： 降雨減衰推定法における安全係数の概念、信学論（B）、1988年6月
- (15) Karasawa and Shiokawa: A simple prediction method for L-band multipath fading in rough sea conditions, IEEE Trans. Communication, Oct. 1988

- (16) Karasawa, Yamada and Allnutt: A new prediction method for tropospheric scintillation on earth-space paths, IEEE Trans. Antennas and Propagation, Nov. 1988
- (17) 唐沢、松戸、塩川： 海事衛星通信における海面反射フェージングの波高および周波数依存性、信学論（B-II）、1989年4月
- (18) 安永、唐沢、松戸、塩川：航空衛星通信における海面反射フェージング特性、信学論（B-II）、1989年7月
- (19) 唐沢： Lバンド海面反射フェージングの複素周波数相関特性、信学論（B-II）、1989年12月
- (20) 唐沢、松戸： 衛星回線降雨減衰推定法の高精度化、信学論（B-II）、1990年1月
- (21) 唐沢、松戸： 日本全国を対象とする1分間降雨強度分布推定法、信学論（B-II）、1990年10月
- (22) 松戸、唐沢： 対流圏シンチレーションの影響下における稼働時間内S E S発生率とその推定法、信学論（B-II）、1990年12月
- (23) 安永、唐沢： 移動体衛星通信における海面反射フェージングの簡易推定法、信学論（B-II）、1990年12月
- (24) Karasawa and Matudo: Statistics of one-minute rain rate distributions in Japan based on AMeDAS one-hour rain rate data, IEEE Trans. Geoscience and Remote Sensing, (to be published)
- (25) Karasawa and Yasunaga: Interference evaluation method for mobile-satellite communications under Nakagami-Rice fading conditions, IEICE Trans. Communications, (to be published)
- (26) Iwai, Yasunaga and Karasawa: A fading reduction technique using interleave-aided open loop space diversity for digital mobile-satellite communications, IEICE Trans. Communications, (to be published)

2. 論文（Letter 等）

- (1) 塩川、唐沢： 軸モードヘリカルアンテナの広角放射界、信学論（B）、技術談話室、1980年4月
- (2) 唐沢、塩川： 海事衛星通信における海面反射フェージングの解析、信学論（B）、技術談話室、1981年5月
- (3) Karasawa and Yasukawa: Gradual change of power spectrum of ionospheric scintillation, Trans. IECE of Japan, vol. E, Letter, Sept., 1981
- (4) Shiokawa and Karasawa: Consideration on increasing power gain of axialmode helical antenna, Trans. IECE of Japan, vol. E, Letter, Nov., 1981
- (5) Yasunaga, Karasawa and Shiokawa: A simple fading reduction technique in maritime satellite communications, Trans. IECE of Japan, vol. E, Letter, Feb., 1986

- (6) Yasunaga, Karasawa, Shiokawa and Yamada: Characteristics of L-band multipath fading due to sea surface reflection in aeronautical satellite communications, Trans. IECE of Japan, vol. E, Letter., 1986
- (7) Karasawa and Matsudo: Characteristics of fading on low elevation earth-space paths where rain attenuation and scintillation occur concurrently, IEEE Trans. Antennas and Propagation, May 1991

3. 国際会議、国際シンポジウム

- (1) Shiokawa, Karasawa and Yokoi: A ship-borne helical array antenna for maritime satellite communication, IEE Int. Conf. Ant. Propagat. (2nd ICAP) York, UK, Apr. 1981
- (2) Shiokawa and Karasawa: Shipborne antennas suppressing multipath fading in maritime satellite communication, IEEE Int. Symp. Ant. Propagat. Soc.(AP-S), Albuquerque, USA, May 1982
- (3) Shiokawa, Karasawa and Yamada: Compact antenna systems for INMARSAT standard-B ship earth stations, IEE, Third International Conf. on Satellite Systems for Mobile Communications and Navigation, London, UK, June 1983
- (4) Karasawa, Shiokawa and Yamada: Radio Probing of ocean surface by observing multipath fading signal, Symp. on Wave Breaking, Turbulent Mixing and Radio Probing of the Ocean Surface, Sendai, Japan, July 1984. (Y. Toba and H. Mitsuyasu (eds.), The Ocean Surface, D. Reidel Publishing Company, pp.329-334, 1985)
- (5) Shiokawa, Karasawa, Yuki and Yamada: Some techniques for the rejection of reflected radio waves from the sea surface in maritime satellite communications, IECE of Japan, Int. Symp. Noise Clutter Rejection (ISNCR), Tokyo, Japan, Oct. 1984
- (6) Shiokawa, Karasawa and Yamada: A compact shipborne antenna system for maritime satellite communications, IECE of Japan, Int. Symp. Ant. Propagat. (ISAP'85), Kyoto, Japan, Aug., 1985
- (7) Yamada, Yasukawa, Furuta, Karasawa and Baba: A propagation experiment on earth-space paths of low elevation angles in the 14 and 11 GHz bands using the INTELSAT-V satellite, IECE of Japan, Int. Symp. Ant. Propagat. (ISAP'85), Kyoto, Japan, Aug., 1985
- (8) Yasuda, Ohashi, Sugaya, Yasunaga and Karasawa: Field experiment on digital maritime and aeronautical satellite communication systems using ETS-V, 1989 Int. Conf. on Commun. (ICC'89), Boston, June, 1989
- (9) Karasawa, Matsudo and Shiokawa: Statistics of one-minute rain rate distributions in Japan based on AMeDAS one-hour rain rate data, IEICE, Int. Symp. Ant. Propagat. (ISAP'89), Tokyo, Japan, Aug. 1989

- (10) Yasunaga, Karasawa, Shiokawa and Yamada: Space and frequency correlation of multipath fading due to sea surface scattering and its reduction by diversity technique for low G/T mobile satellite communications, IEICE Japan, Int. Symp. Noise Clutter Rejection (ISNCR), Kyoto, Japan, Nov. 1989
- (11) Karasawa, Yasunaga, Shiokawa and Yamada: Propagation characteristics for aeronautical mobile-satellite systems, AIAA 13th Int. Comm. Sat. Sys. Conf., Los Angeles, USA, March 1990
- (12) Yamada, Karasawa, Shimoi and Yokoyama: Compensation techniques for rain depolarization in satellite communications (invited), URSI 23rd General Assembly, Prague, Czechoslovakia, Sept. 1990
- (13) Yamada and Karasawa: Model testing for XPD on earth-space paths (invited), URSI 23rd General Assembly, Prague, Czechoslovakia, Sept. 1990
- (14) Karasawa and Yamada: Prediction on statistics for tropospheric scintillations on earth-space paths (invited), URSI 23rd General Assembly, Prague, Czechoslovakia, Sept. 1990

4. 国際通信の研究

- (1) 塩川、唐沢：ヘリカルアンテナによる高能率アレイアンテナ、1984年4月
- (2) 唐沢、塩川：海事衛星通信における海面反射フェージング、1984年10月
- (3) 塩川、唐沢、結城、山田：海事衛星通信船舶用小型アンテナシステム、1985年4月
- (4) 唐沢、塩川：海事衛星通信における海面反射フェージングの相関特性、1985年10月
- (5) 唐沢、安川：低仰角衛星回線における対流圏シンチレーションと推定法、1988年4月
- (6) 唐沢、安永、松戸、山田：安全係数の概念を導入した降雨減衰推定法、1989年1月
- (7) 安永、唐沢、塩川：航空衛星通信におけるマルチパスフェージング特性、1990年10月
- (8) 唐沢、松戸：AME D A S時間降水量より推定した日本全国の1分間降雨強度特性、1991年4月